N° D'ORDRE : 33

THÈSE

présentée

A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ
DE BESANÇON

pour obtenir

LE GRADE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE BESANÇON

par

Jean TRASSAERT

AMELIORATION DES CONDITIONS DE MESURE EN SPECTROGRAPHIE D'EMISSION

soutenue le octobre 1968 devant la commission d'examen

MM. JC. VIENOT Président
P. MESNAGE, examinateur
J. GENESTIER, examinateur
D. PINIOT, examinateur

N° D'ORDRE : 33

THÈSE

présentée

A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ
DE BESANÇON

pour obtenir

LE GRADE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE BESANÇON

par

Jean TRASSAERT

AMELIORATION DES CONDITIONS DE MESURE EN SPECTROGRAPHIE D'EMISSION

soutenue le octobre 1968 devant la commission d'examen

MM. JC. VIENOT Président
P. MESNAGE, examinateur
J. GENESTIER, examinateur
D. PINIOT, examinateur

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

UNIVERSITE DE BESANCON

FACULTE DES SCIENCES

DOYEN HONORAIRE	:	M. GLANGEAUD
PROFESSEURS HONORAIRES	:	MM. BAILLAUD, DUFFIEUX, , THIRY TRILLAT , UEBERSFELD, VINCENSINI
MAITRE DE CONFERENCES HONORAIRE	:	M. GRANIER

DOYEN	M.	JACQUEMAIN	: Chimie Appliquée
ASSESSEUR	M.	THIEBAUT	: Géologie Minéralogie
PROFESSEURS	M.	TRONCHET	: Botanique
	M.	CHATELET	: Mathématiques
	M.	PERROT	: Chimie Générale
	M.	PLUVINAGE	: Physique Théorique
	M.	DREYFUSS	: Géologie Minéralogie
	M.	MESNAGE	: Chronométrie
	M.	THEOBALD	: Paléontologie et Géologie stratigraphique
	M.	QUANTIN	: Botanique
	M.	NAHON	: Mécanique Générale
	M.	CHALEAT	: Mécanique Appliquée
	M.	RIPPLINGER	: Physiologie animale
	M.	BERNARD	: Chimie Physique
	M.	RIGAL	: Mathématiques
	M.	VIENOT	: Physique Générale
	M.	GOMOT	: Zoologie
	M.	ARBEY	: Astronomie
	M.	GALATRY	: Physique
PROFESSEUR ASSOCIE	M.	DEFIX	: Mécanique Appliquée
PROFESSEURS SANS CHAIRE	M.	POTIER	: Physique des Solides
	M.	DEVIN	: Chimie Générale
	Mle	LEGRAND	: Botanique
	M.	REAL	: Biologie animale
	M.	VALLEE	: Mathématiques Appliquées
	M.	GOUARNE	: Mathématiques
	M.	CERUTTI	: Chimie Appliquée
	M.	BONNEAU	: Astronomie
MAITRES DE CONFERENCES	M.	THEOBALD J.G	: Spectroscopie Hertzienne
	M.	PARIZET	: Mathématiques
	M.	HARTMANN	: Physique
	M.	ROBERT	: Mathématiques
CHARGES D'ENSEIGNEMENT	M.	REMOND	: Chronométrie
	M.	MASSONIE	: Mécanique Théorique
	M.	HELLEGOUARCH	: Mathématiques
	M.	BANTEGNIE	: Mathématiques
	M.	MERIGOUX	: Physique
	M.	MIELLOU	: Mathématiques
	M.	OLIVIER	: Physique

CONSEILLER ADMINISTRATIF UNIVERSITAIRE — Monsieur LAMBERT

Que M. le Professeur VIENOT, qui m'a accueilli au Laboratoire de Physique Générale et d'Optique de l'Université de BESANCON, qui a orienté et dirigé mes travaux, veuille bien trouver ici l'expression de ma profonde reconnaissance.

Je remercie les AUTOMOBILES PEUGEOT, et particulièrement M. GENESTIER, Directeur des Laboratoires, d'avoir encouragé les liaisons Université - Industrie, et permis que ce travail soit publié.

Que M. le Professeur MESNAGE, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure de Chronométrie et de Micromécanique de BESANCON, qui m'a fait l'honneur de participer au Jury, soit assuré de ma profonde gratitude.

Mes remerciements vont à M. PINIOT, Chef du Département Electronique des Automobiles PEUGEOT, dont les conseils précieux m'ont souvent aidé au cours de cette étude.

Je tiens à remercier MM. CHENUS et FILLOD, Ingénieurs, utilisateurs du matériel étudié, qui se trouvent en quelque sorte à la base du sujet de cette thèse.

J'associe à ces remerciements les Services de Dactylographie et de Reproduction, pour leur contribution à la publication de cette thèse.

INTRODUCTION

L'élaboration des fontes et aciers requiert un contrôle permanent de la teneur des différents constituants. Pour ce contrôle, l'industrie utilise des méthodes spectrographiques qui présentent, sur l'analyse chimique, un avantage essentiel : la rapidité.

Avant d'effectuer chaque coulée, un échantillon est prélevé; il est envoyé de la Fonderie au Laboratoire par circuit pneumatique. L'analyse est faite au spectromètre, les résultats sont immédiatement transmis en Fonderie, qui en fonction d'eux décide soit d'effectuer la coulée, soit d'ajuster la proportion des composants. Les fontes et aciers ainsi obtenus sont conformes aux normes imposées par les mécaniciens, afin d'obtenir les qualités nécessaires à la fabrication.

Les spectromètres utilisés pour effectuer ce type d'analyse sont programmés sur les raies caractéristiques des constituants qu'on désire doser. Pour que les résultats soient comparatifs, il est indispensable que les mesures effectuées soient reproductibles. Il importe, par conséquent, que les appareils utilisés présentent dans le temps une stabilité compatible avec les tolérances imposées par les services de conception et de fabrication.

L'utilisation des spectromètres dans la métallurgie n'est pas limitée à l'analyse systématique des échantillons de fonderie : certains aciers, ou alliages fabriqués à l'extérieur doivent être réceptionnés ; il est nécessaire, pour chaque lot, d'en faire l'analyse. Au stade "étude", il faut, pour chaque pièce, définir une qualité déterminée d'acier ou d'alliage. Diverses traces d'éléments modifient profondément les caractéristiques mécaniques de pièces travaillant soit à haute température, ou dans des conditions de fatigue importantes.

Pour détecter ces traces, le spectromètre est utilisé en spectrographe et l'analyse des films permet alors d'en faire l'analyse qualitative et quantitative. Pour exploiter ces films, on utilise un densitomètre optique.

POSITION DU PROBLEME

Le but de la présente étude est l'amélioration des conditions de mesure. Les sondages effectués sur les échantillons analysés, en doublant l'analyse spectrographique d'une analyse chimique, indiquent une dispersion des résultats à la limite de la précision souhaitée. Il est apparu d'autre part que les performances du densitomètre utilisé étaient insuffisantes.

Notre étude comportera donc deux parties principales.

Dans la première partie, nous montrerons que la dispersion des résultats est imputable notamment aux fluctuations de température. Aussi ferons-nous l'étude d'une régulation en température en examinant successivement :

- Caractéristiques souhaitées.
- Choix du type de régulateur.
- Elément thermosensible, amplificateur, étage de puissance, etc..
- Système d'alimentation.
- Résultats.

Dans une seconde partie, définissant les critères auxquels doivent répondre la source et le récepteur du densitomètre, nous étudierons les différentes alimentations stabilisées nécessaires à l'obtention des performances souhaitées pour :

. La Source.

. Le Récepteur.

PLAN D'ETUDE

Ière partie : ANALYSE SPECTROMETRIQUE

1 - LE SPECTROMETRE

1.1 Mise en oeuvre de la méthode de mesure.

1.2 Analyse des résultats.

1.3 Influence de la température.

1.4 Nécessité d'un régulateur : caractéristiques souhaitées.

2 - ETUDE DU REGULATEUR

2.1 Choix du type de régulateur.

2.2 Elément thermosensible : sonde.

2.3 Amplificateur d'écart.

2.4 Relaxateur à unijonction.

2.5 Etage de puissance à thyristor

a) Choix du thyristor
b) Détermination des caractéristiques de gâchette
c) Protection du thyristor contre les surtensions inverses
d) Protection du thyristor contre les transitoires
e) Etude de la dissipation.

2.6 Alimentation

a) Dérive thermique
b) Influence des variations de secteur.

3 - SCHEMA DEFINITIF ET REALISATION PRATIQUE

IIème partie : EXPLOITATION DU SYSTEME SPECTROSCOPIQUE

1 - LE DENSITOMETRE

1.1 Principes fondamentaux d'une mesure de densité optique.

1.2 Méthode utilisée au laboratoire de contrôle.

1.3 Discussion des caractéristiques de la Source.

1.4 Discussion des caractéristiques du récepteur.

1.5 Nécessité d'une régulation en courant pour le filament de la source.

1.6 Nécessité d'une régulation en tension pour le récepteur.

2 - ALIMENTATION EN COURANT STABILISE DU FILAMENT D'UNE LAMPE A IODE

2.1 Equation du régulateur.

2.2 Schéma fonctionnel.

2.3 Détermination des paramètres.

a) Résistance interne : ρ
b) Facteur de stabilisation : So
c) Coefficient de température K

2.4 Conditions pratiques de réalisation

a) Tension limite
b) Courant limite
c) Puissance dissipée par le transistor ballast.
d) Température de jonction.

2.5 Vérification des résultats

a) Résistance interne
b) Facteur de stabilisation
c) Coefficient de température
d) Equation réelle du régulateur.

3 - ALIMENTATION DU RECEPTEUR

3.1 Equation du régulateur.

3.2 Choix du principe - Schéma synoptique.

a) Prérégulateur
b) Comparateur
c) Amplificateur continu
d) Transistor ballast.

...

3.3 Vérification des performances

a) Coefficient de température
b) Résistance interne
c) Facteur de stabilisation
d) Equation du régulateur.

CONCLUSIONS GENERALES

- Annexe 1 : Le densitomètre JOBIN-YVON.
- Annexe 2 : Mesure du courant de la cellule.
- Annexe 3 : Compensation de l'effet de température des jonctions.

1ère partie : ANALYSE SPECTROMETRIQUE

(1) Le Spectromètre

Le spectromètre ayant été utilisé pour cette étude est un SOFICA 15 000, dont il convient de préciser le mode de fonctionnement et les caractéristiques.

C'est un spectromètre d'émission à réseau dont la source est un statif d'excitation qui travaille en atmosphère d'argon. Le statif peut recevoir des échantillons plats de 5 cm de diamètre et de 2 cm d'épaisseur.

La fente primaire a une largeur de 20 microns, la lentille primaire du condensateur optique est en fluorure de calcium. Une fenêtre en quartz optique protège cette lentille des vapeurs métalliques.

Le système dispersif est un réseau concave BAUSCH et LOMB, dont les caractéristiques sont les suivantes :

- gravure	:	960 traits/mm
- surface gravée	:	30 x 50 mm
- taille : - angle	:	5° 31'
- longueur d'onde	:	2 000 Å
- dimension ext. (épaisseur	:	12,5 mm
(diamètre	:	63,5 mm
- dispersion linéaire (1er ordre)	:	0,14 mm/Å
- dispersion réciproque (1er ordre)	:	6,9 Å/mm
- distance mini entre deux fentes	:	25 Å
- domaine spectral	:	1700 à 3400 Å
- diamètre du cercle de Rowland	:	1,5 m.

Ce réseau est utilisé suivant le montage de PASCHEN - RUNGE. Les fentes secondaires peuvent avoir 50, 75 ou 100 microns, elles sont montées sur un support fixe. Les miroirs secondaires sont cylindriques, et en fonction des raies utilisées sélectionnés parmi 8 focales différentes. Une aluminisation spéciale permet d'obtenir une haute réflexion aux longueurs d'ondes basses.

La tête réceptrice est constituée par quatre photomultiplicateurs EMI. Pour assurer la stabilité des phototubes, on les soumet à un flux lumineux entre les étincelages (lampe dite de fatigue).

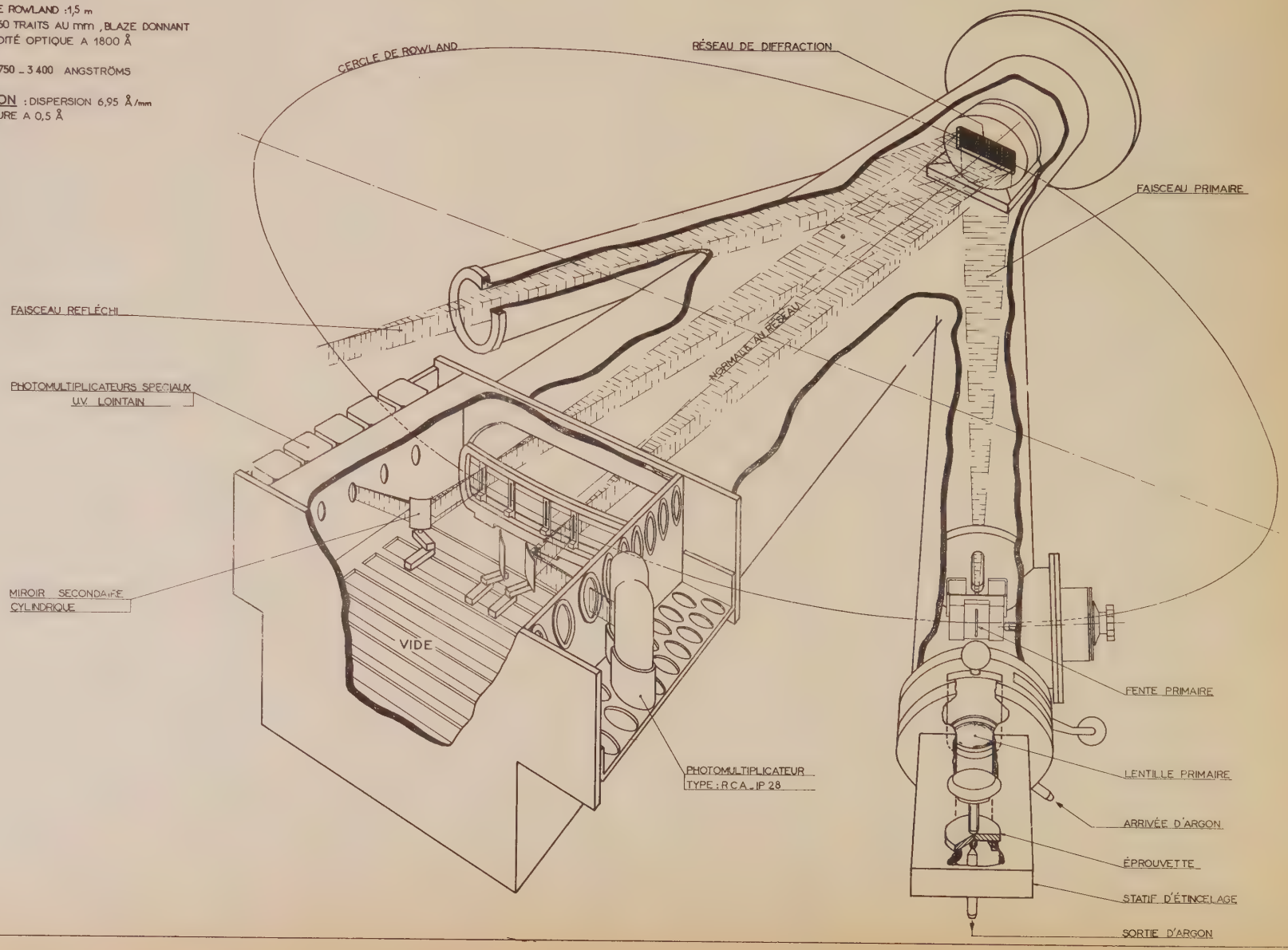
Le profilage des raies s'effectue par déplacement de la fente primaire, ce déplacement est commandé de l'extérieur de l'appareil par un vernier calibré qui permet d'obtenir aisément une coïncidence parfaite entre les raies du spectre et les fentes secondaires.

QUANTOVAC - 15000

RÉSEAU : RÉSEAU CONCAVE
DIAMÈTRE DU CERCLE DE ROWLAND : 1,5 m
GRAVURE DU RÉSEAU 960 TRAITS AU mm, BLAZE DONNANT
LE MAXIMUM DE RAPIDITÉ OPTIQUE A 1800 Å

ÉTENDUE DU SPECTRE : 1750 - 3 400 ANGSTRÖMS

DISPERSION ET RÉSOLUTION : DISPERSION 6,95 Å/mm
RÉSOLUTION SUPÉRIEURE A 0,5 Å



1,1. Mise en oeuvre de la méthode de mesure

Expérimentalement, les conditions de mesures sont toujours différentes ; malgré toutes les précautions prises, on n'obtient jamais des résultats ayant une constance absolue. Pour cette raison, l'analyse spectrographique qualitative est une analyse relative.

Les méthodes d'analyse sont nombreuses, elles sont décrites dans les ouvrages spécialisés. Exposons celle que nous avons choisie.

- Soit à analyser l'élément A dans un échantillon dont B est le constituant principal.

Choisissons deux raies λ_A et λ_B dans les spectres émis par A et B, très voisines afin que la différence de sensibilité spectrale de l'optique n'intervienne point.

L'intensité lumineuse I d'une raie spectrale est fonction du nombre N d'atome, émis suivant la loi :

$$I = k.N^m \qquad (1)$$

k, et m étant caractéristiques de la substance, ainsi que du mode d'excitation.

Le facteur analytique exploité sera le rapport des intensités I_A et I_B des raies λ_A et λ_B, soit $\frac{I_A}{I_B}$

La détermination de la concentration C sera alors donnée par la relation :

$$\frac{C_A}{C_B} = f\left(\frac{I_A}{I_B}\right) \qquad (2)$$

Pour de faibles concentrations N est presque proportionnel à la contration massique C de l'élément :

$$I = k'C^m \qquad (3)$$

Soit alors $I_A = k'_A\, C_A^{m_A}$ et $I_B = k'_B\, C_B^{m_B}$ les intensités relatives aux raies λ_A et λ_B.

$$\text{Log}\frac{C_A^{m_A}}{C_B^{m_B}} = \text{Log}\frac{I_A}{I_B} + \text{Log}\frac{k'_B}{k'_A} \qquad (4)$$

Si nous considérons que la concentration de B est unitaire, nous pouvons écrire :

$$\text{Log } C_A = \frac{1}{m_A}\ \text{Log}\frac{I_A}{I_B} + C^{te} \qquad (5)$$

...

Telle est la loi qui lie la concentration CA au rapport des intensités relatives des raies λ_A et λ_B. C'est, en coordonnées logarithmiques, une droite de pente $\frac{1}{mA}$ avec un décalage à l'origine.

La figure (2) représente graphiquement cette fonction.

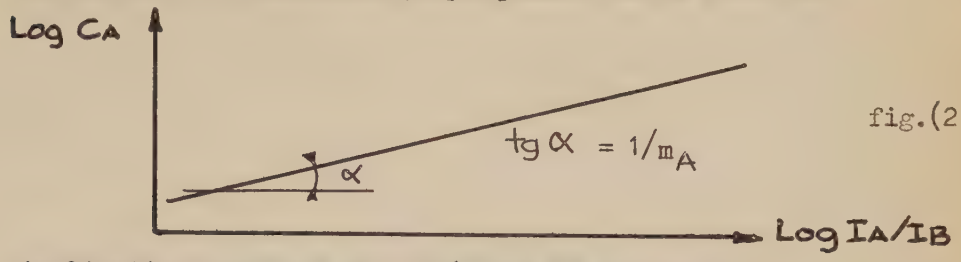


fig.(2)

Application pratique de la méthode de mesure

On dispose de n échantillons, notés 1, 2, 3..... à concentration croissante, dont l'analyse a été faite par voie chimique avec précision.

Dans l'exemple choisi, on se propose de doser le vanadium en présence de titane. Le fer étant l'élément de référence.

L'analyse par voie chimique donne les résultats suivants :

Echantillon N°	1	2	3	4	5
Concentration V.%	1,5	4,5	4,55	5,5	10,5

Il convient en premier lieu de choisir les raies caractéristiques des éléments dans le tableau suivant :

λ Å	Elément	Arc	Etincelle
3110,84	Fe	20	10
3110,82	Co	60	2
3110,80	Nb	1	5
3110,71	Fe	2	-
3110,706	V	70	300
3110,677	Mn	35	35
3110,673	Ti	10	100
3110,644	Mo	3	-
3110,620	Ti	8	8
3110,281	Fe	40	30
3110,095	Ti	3	35
3110,021	Co	60	2

Il n'a pas été possible de séparer les raies 3110,73 Å et 3110,620 Å, même avec une fente de 40 µ.

La raie 3110,673 Å qui devrait "sortir" avec une amplitude relative élevée reste noyée dans le fond continu, alors que la raie 3110,95 émerge très franchement, telles sont les raisons de notre choix des longueurs d'onde.

Précisons les conditions d'excitation : les mesures ont été réalisées en étincelle basse tension, avec une self de 50 µH et un condensateur de 10 µF.

Dans ces conditions la raie du fer : 3110,281 Å n'apparaît point.

Pour une série de 5 taches par échantillon, à une température de 21°C, les résultats suivants sont obtenus :

Echantillon N°	1	2	3	4	5
Intensité relative IV/I_{Fe}	8,5	32,5	43,5	42,5	87,5
	9,0	34,0	41,5	43,0	88,5
	9,0	35,5	41,0	43,5	90,0
	10,0	36,0	40,0	43,5	90,0
	11,0	37,0	39,5	46,0	92,0
Moyenne	9,66	35	41	44,1	89,6
Concentration %	1,5	4,5	5	5,5	10

θ = 21° C $\quad \lambda Fe = 2493$ Å $\quad \lambda V = 3110{,}706$ Å

fente secondaire : 40 µ

Les résultats de ce tableau sont portés sur un graphique. Le tracé de la courbe dite d'étalonnage $C_V = f\left(\frac{IV}{I_{Fe}}\right)$ est fait en coordonnées linéaires fig. (3).

Observons que cette courbe est une droite ; elle permet par interpolation de déterminer toutes les concentrations en vanadium comprises entre 1 et 10 %. Il n'est pas conseillé ici d'utiliser les coordonnées logarithmiques, comme nous l'avons fait précédemment pour des concentrations variant dans de fortes proportions. (de 1 à 100 % par exemple).

Cette courbe d'étalonnage est très utile pour la recherche des traces, mais pour être exploitable il est nécessaire qu'elle soit reproductible car son tracé nécessite dans le cas présent 25 mesures.

CD.JB ...

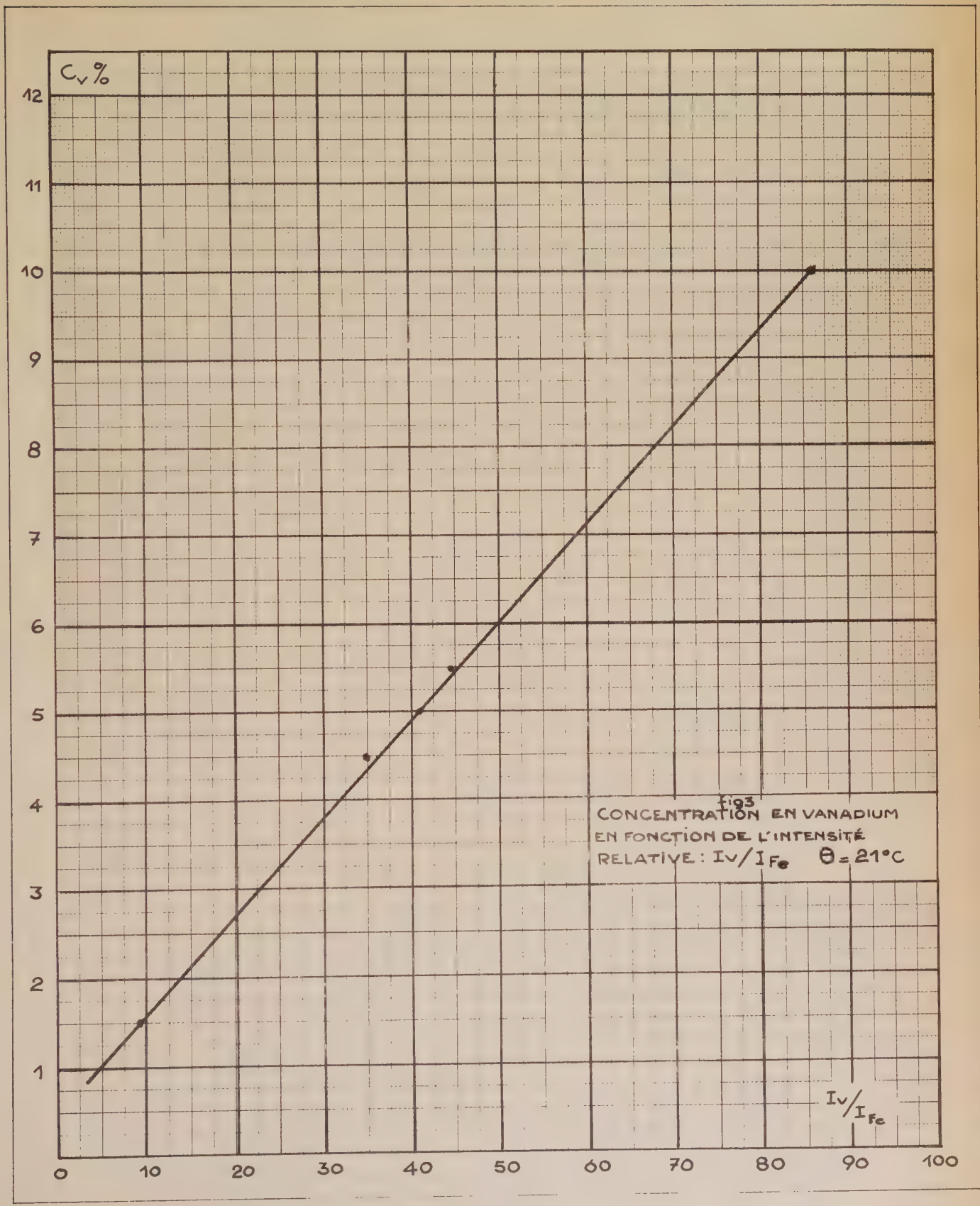


Fig 93

CONCENTRATION EN VANADIUM EN FONCTION DE L'INTENSITÉ RELATIVE : I_v/I_{Fe} $\theta = 21°C$

1,2 Analyse des résultats

La dérive de la courbe d'étalonnage, dans le temps, est incompatible avec la précision que l'on désire obtenir sur les mesures.

L'influence des conditions d'excitation est peu probable compte tenu de la méthode utilisée; le fer étant pris comme base 100%, l'énergie mise en jeu à chaque analyse est sans importance.

La différence de structure due à un traitement thermique n'apporte que peu de perturbation.

La corrélation entre les dérives constatées et la variation de température dans l'enceinte du spectromètre peut alors être étudiée.

1,3. Influence de la température

Lorsque la température de l'enceinte du spectrographe varie de ± 0,5° C l'intensité relative émise par les échantillons précédemment analysés est la suivante :

(a) Mesures à 21,5° C

Echantillon N°	1	2	3	4	5
Intensité relative IV/I_{Fe}	15,0	35,0	39,0	40,5	85,5
	16,0	39,0	40,5	41,0	86,0
	15,5	40,0	40,5	42,0	86,0
	16,0	41,0	41,0	42,5	90,0
	16,0	41,0	41,5	42,0	90,0
Moyenne	15,7	39,2	40,5	41,5	87,6

(b) Mesures à 20,5° C

Echantillon N°	1	2	3	4	5
Intensité relative IV/I_{Fe}	10,5	33,5	41,5	43,0	84,0
	10,25	33,0	41,25	42,5	85,5
	10,00	34,0	40,0	44,0	85,0
	10,5	33,0	41,50	42,5	86,0
	10,0	34,0	40	43,0	86,5
Moyenne	10,25	33,5	40,85	43,0	85,4

Les moyennes obtenues, reportées sur le graphique (fig.4), indiquent que la courbe d'étalonnage se déplace en fonction de la température.

Pour une intensité relative de 30, on relève sur les différentes courbes : 3,75 % à 21° C - 3,65 % à 20,5° C et 3,3 % à 21,5° C.

L'erreur relative pour $\Delta\theta = 1°C$ est :

$$\frac{\Delta CV}{Cv} = \frac{3,75 - 3,3}{3,75} = \frac{0,45}{3,75} = \frac{12}{100} \qquad \frac{\Delta CV}{CV}\Big/{}^{\circ}C = 12\ \%$$

Cette erreur est incompatible avec la précision que l'on est en droit d'exiger qui est de l'ordre de 1 % dans les meilleures conditions d'exploitation.

...

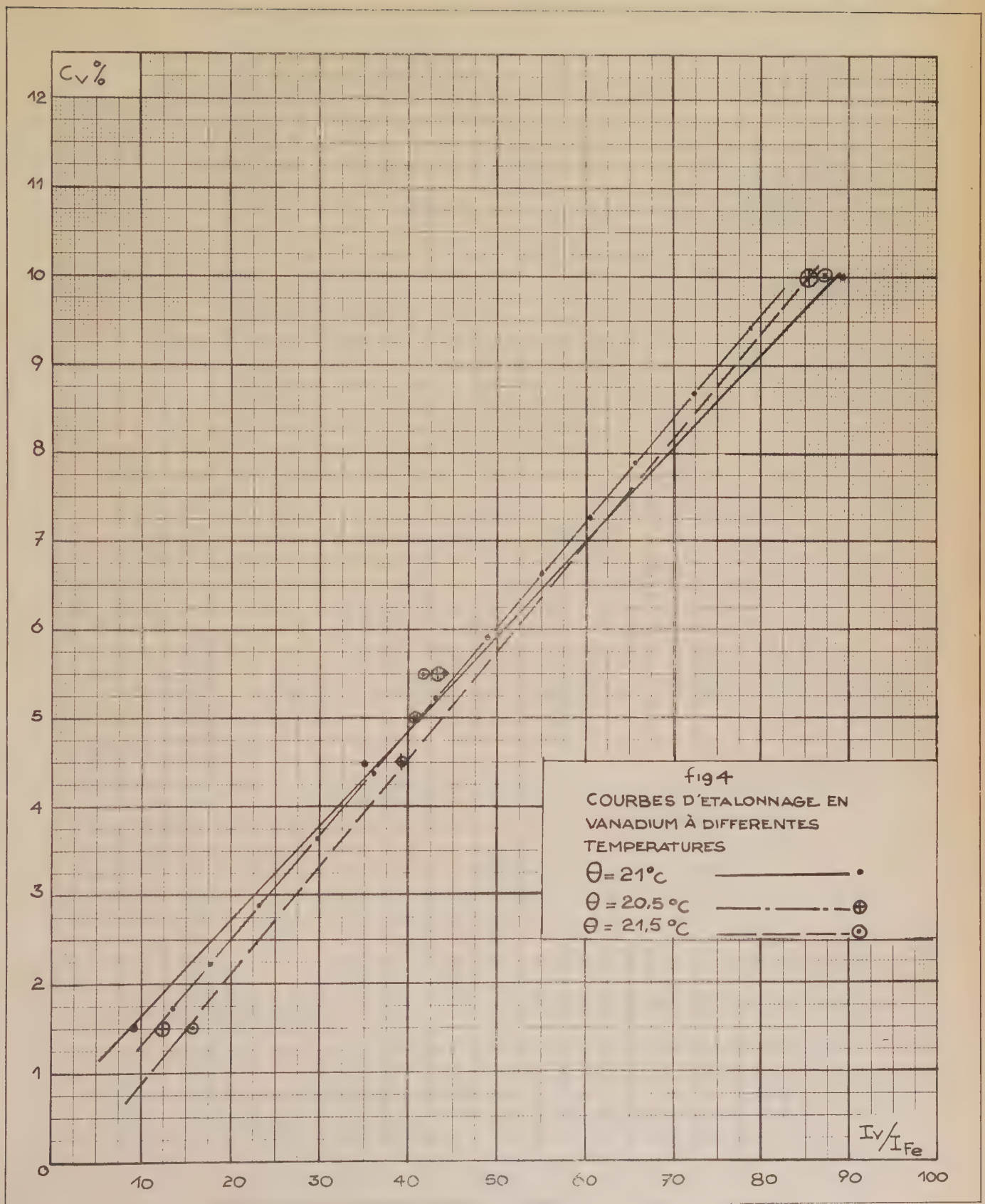


fig 4

COURBES D'ETALONNAGE EN VANADIUM À DIFFERENTES TEMPERATURES

$\theta = 21°C$ ——•

$\theta = 20{,}5\ °C$ —·—·—⊕

$\theta = 21{,}5\ °C$ — — —⊙

Sans vouloir prétendre que la dérive constatée est directement proportionnelle à la dérive en température, il est raisonnable de penser qu'une stabilisation à ± 0,1° C donnera des résultats reproductibles à 1 % environ.

Les causes de la variation de la courbe d'étalonnage peuvent être précisées.

Il est possible de simuler une variation de température de 1° C en déplaçant la fente secondaire de 20 µ. Si une mesure est faite à 19,5° C, il faut agir sur le micromètre pour retrouver le même maximum quand la température a varié de 1° C. Le déplacement constaté est dû aux dilatations des pièces mécaniques et optiques.

Il est donc possible de tenter une explication du déplacement de la courbe d'étalonnage dans le cas étudié.

La figure (5) donne l'image des raies V et Ti. Quand la température augmente, l'intensité lumineuse recueillie augmente, car la fente étant centrée pour la température nominale, son déplacement provoque l'apparition de la raie du Titane dans la fente.

Le résultat est faux par excès.

Quand la température diminue, nous quittons la raie du Vanadium, le résultat est alors faux par défaut.

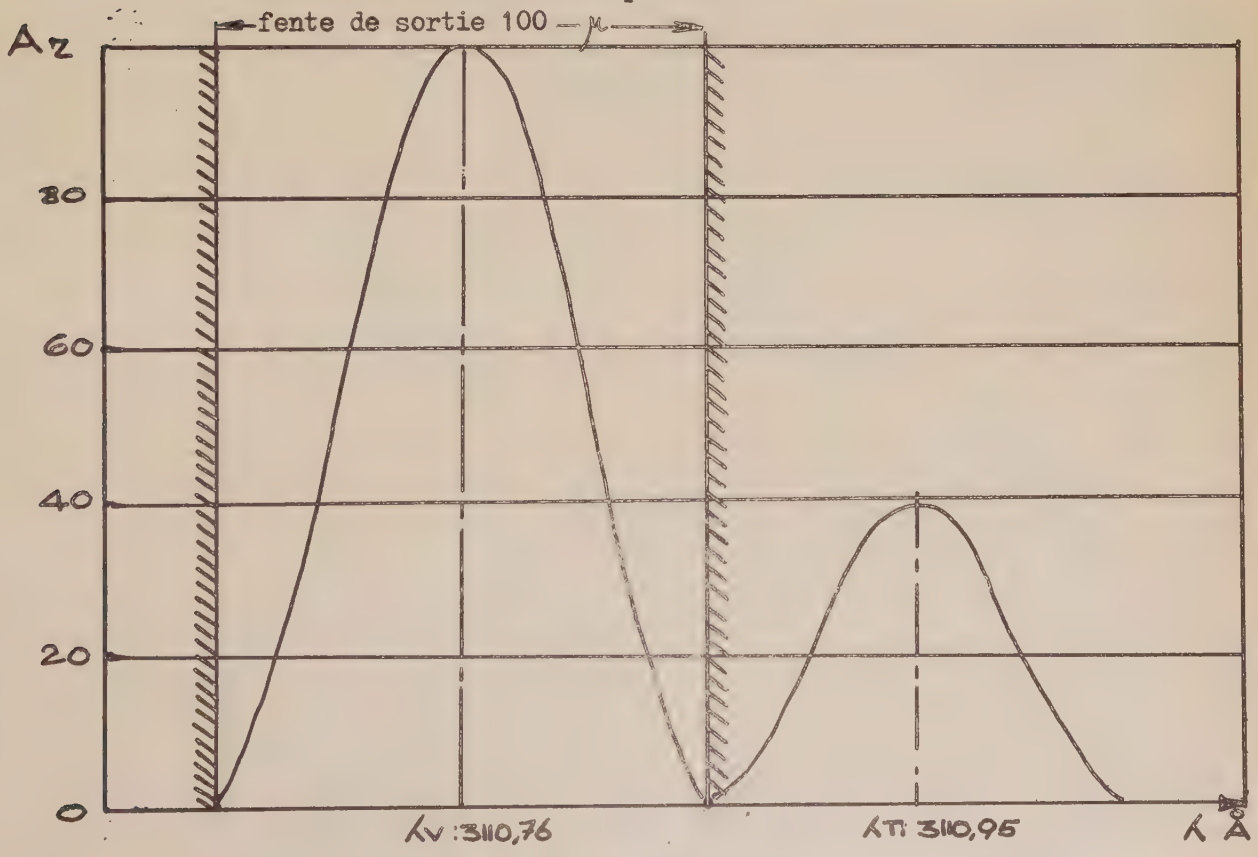


fig. (5) Image des raies du vanadium et du titane

CD.JB

...

1,4. Nécessité d'un régulateur : caractéristiques souhaitées

Les considérations précédentes nous permettent de préciser quelles caractéristiques doit présenter une régulation en température.

La température ambiante du local où est installé le spectrographe est variable entre 20 et 25° C. Une régulation thermique fait un apport de chaleur, par conséquent, il faut réguler au-dessus de la température ambiante. Nous fixerons donc la plage de régulation entre 25 et 30° C.

La précision de la régulation est fonction de son incidence sur la précision désirée. Nous avons exposé dans un chapitre précédent qu'une mesure à 1 % imposait une régulation en température à $\pm$ 0,1° ; nous tenterons d'obtenir : $\pm$ 0,01° C.

La puissance disponible doit être supérieure à la puissance nécessaire, afin d'augmenter la vitesse de réponse de la régulation.

Nous avons déterminé expérimentalement qu'avec ventilation, il fallait 0,2 kW pour augmenter la température de l'enceinte du spectrographe de 5°C en 60 secondes. Avec une puissance de 0,5 kW nous aurons une augmentation de température de :

$$\frac{\Delta\theta}{\Delta T_S}^{\circ} = \frac{5}{0,2} \times 0,5 \cdot \frac{1}{60} \quad \text{soit 1°C en 5 s}$$

Cette régulation devra présenter une bonne fiabilité car le spectrographe fonctionne d'une façon continue, l'alimentation se fera sur le secteur 220V 50Hz.

Le résumé des caractéristiques est donné ci-dessous :

- Plage de régulation : 25 à 30° C
- Précision : + 0,01° C
- Vitesse de réponse : 1° C/5 s
- Puissance : 0,5 kW
- Alimentation : 220 V 50 Hz

2 - ETUDE DU REGULATEUR

2,1. Choix du type de régulateur

Nous avons le choix entre plusieurs types de régulateurs.

(a) Régulation par "Tout ou Rien"

C'est la régulation obtenue avec unebilame, ou un thermomètre à contacts, qui, entre 2 limites fixées, commande ou ne commande point l'énergie de chauffe.

(b) Régulation proportionnelle

Il existe entre la température de l'enceinte et la température désirée (valeur de consigne) une différence $\Delta\theta$ °C. Ce type de régulateur produit une puissance de chauffe proportionnelle à l'écart $\Delta\theta$ qui tend à le rendre nul.

(c) Régulation intégrale

Dans ce type de régulateur, on produit une puissance de chauffe dont la vitesse de variation est proportionnelle à l'écart $\Delta\theta$.

Les anciens spectrographes étaient équipés de régulation par tout ou rien. Ce type de régulateur est précis à + 0,5° C dans les cas les plus favorables, ce qui est insuffisant, compte tenu des performances que nous nous sommes fixées.

La réalisation d'une régulation du type "intégrale" est très complexe dans le cas d'une régulation en température. Le résultat est équivalent à celui obtenu avec une régulation du type proportionnel, par conséquent, notre choix s'est fixé sur ce dernier dont le synoptique est le suivant :

Schéma Synoptique

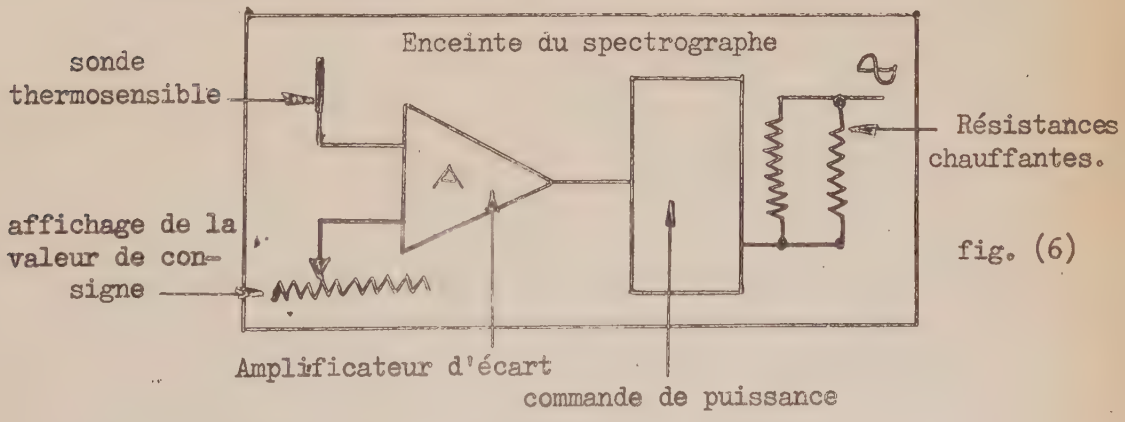


fig. (6)

Explicitons brièvement ce schéma:
La sonde thermosensible est une thermistance, dont la résistance varie en fonction de la température.

La valeur de consigne est donnée par l'affichage d'une résistance. L'écart entre : température initiale et température de consigne se traduira par un écart de résistance.

Cet écart de résistance est traduit en un écart de tension, puis amplifié. Il commande ainsi la puissance de chauffe.

L'élément de contre-réaction qui "ferme" la boucle du régulateur est la température de l'enceinte. Il est classique d'étudier les problèmes de régulation thermique au moyen d'équivalence électrique, mais seulement dans le cas où il s'agit de réguler des enceintes parfaitement définies. Ici la régulation doit porter sur les constituants du spectrographe, les perturbations sont nombreuses, la fréquence de coupure du régulateur peut être très basse du fait de l'inertie thermique. Nous ne nous attacherons point à établir la fonction de transfert du régulateur, ce serait dépasser le cadre de cette étude sans résultats pratiques.

Plan d'étude du régulateur

Nous étudierons successivement :

- L'élément thermosensible.
- L'amplificateur d'écart.
- Le relaxateur.
- L'étage de puissance.
- L'alimentation.

2,2 Elément thermosensible : sonde

Nous choisissons une thermistance du type K.17 fabriquée par la firme SIEMENS.

C'est une thermistance de mesure dont la perle, constituée par un oxyde semi-conducteur, est incorporée dans un boîtier en verre à très faible inertie thermique. Des procédés de fabrication et de vieillissement en garantissent la grande fiabilité.

Ses caractéristiques sont les suivantes :

- Constante de dissipation	: $\mathcal{C}$ th.	0,8	mW/° C
- Constante de temps thermique	: $\mathcal{C}$ th.	3	seconde
- Tolérance sur la résistance à 20° C	: R.20 tol.	$\pm$ 20	%
- Tolérance du coefficient de température	: C_T tol.	$\pm$ 5	%
- Température maxi de fonctionnement	: T	250	°C

Dans la série K.17, nous choisirons $R_{20°C} = 100\ k\Omega$ ce qui impose :

$$C_T/°C = 4{,}6\ 10^{+2}$$

Ces caractéristiques étant données, il convient de définir comment varie la résistance de la sonde quand la température à laquelle elle est soumise varie.
La loi de variation de la thermistance est :

$$R = Ro.e^{b\left[\frac{1}{T} - \frac{1}{To}\right]} \qquad (1)$$

relation dans laquelle R est la résistance à T° K
Ro est la résistance à To °K
b le coefficient spécifique de la thermistance
T et To températures en ° Kelvin

Pour de faibles variations de températures, nous pouvons exprimer le coefficient de température ; dérivons (1) par rapport à T

$$\frac{dR}{dT} = Ro.e^{b\left[\frac{1}{T} - \frac{1}{To}\right]}. \left[\frac{-b}{T^2}\right] = -\frac{Rb}{T^2}$$

$$d\,R = -\frac{Rb}{T^2}\,dT \qquad (2)$$

Le coefficient $C_T/°C$ donné par le constructeur a pour expression $C_T = -\frac{b}{T^2}.10^2$ il nous permet de calculer le coefficient b, spécifique de la thermistance.

...

$$\left\{\begin{matrix} C_T = 4{,}6 \\ T = 293\ °K \end{matrix}\right\} \Rightarrow b = \frac{-C_T . T^2}{100} = -4{,}6 . 293^2 . 10^{-2} = 3950$$

$$b = 3950$$

Ayant prévu une plage de régulation de 25 à 3°C, il nous faut déterminer comment varie la résistance de la sonde dans cette plage. Nous choisirons un "point central de régulation" à 27°C (300° K).

$$\text{pour } t = 27°C : \quad R_{27} = R_{20} . e^{3950\left[\frac{1}{300} - \frac{1}{293}\right]}$$

$$R_{27} = 73 . 10^3 \Omega$$

Dans la plage de régulation autour du point 27°C, le coefficient C_T a pour valeur :

$$C_T = -\frac{100\,b}{T^2} \quad : \quad C_{27} = \frac{-100 . 3950}{300^2} = -4{,}4$$

$$C_{27} = -4{,}4\ \%\ /°C$$

$$\text{pour } t = 30°C \qquad \frac{\Delta R}{R_{27}} = C_{27} . \Delta T \qquad \Delta T = 3°C$$

$$\frac{\Delta R}{R_{27}} = -4{,}4 . 3 = -13{,}2\ \%$$

$$R_{30} = 63 . 10^3 \Omega$$

$$\text{pour } t = 25°C \qquad \frac{\Delta R}{R_{27}} = C_{27} \Delta T \qquad \Delta T = -2°C$$

$$\frac{\Delta R}{R_{27}} = +4{,}4 . 2 = +8{,}8\ \%$$

$$R_{25} = 79 . 10^3 \Omega$$

En outre, il est intéressant de noter que pour une variation de ± 0,01°C, nous aurons une variation ΔR, telle que :

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)\% = -4{,}4 . 10^{-2} \qquad |\Delta R| = 73 . 4{,}4 . 10^{-4} . 10^3 \Omega$$

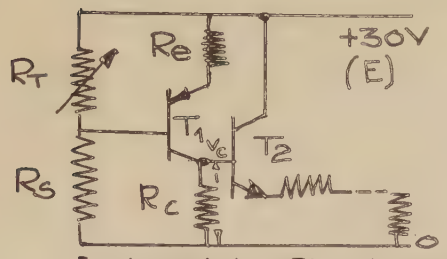
$$|\Delta R|_{0{,}01°C} = 32 \Omega$$

o o o

2,3. Amplificateur d'écart

Il est constitué par 2 transistors, l'un P.N.P (2N525), l'autre N.P.N (BFY46). A une variation de résistance de la sonde, il fait correspondre une variation de tension.

Son schéma est donné fig. (2) - 6 Bis



Re = 500 RT résistance de la sonde
Rc = 4700 RS résistance du pont d'entrée

fig.(2) Amplificateur d'écart 6 Bis

Le transistor T1 est monté en émetteur commun, T2 est un transistor d'adaptation monté en collecteur commun, il permet de commander le relaxateur sans perturber le fonctionnement de T1.

Pour étudier la sensibilité du montage en fonction des variations de la résistance de la sonde R_T, nous établirons le schéma équivalent de l'étage d'entrée. fig.(3). 6 ter.

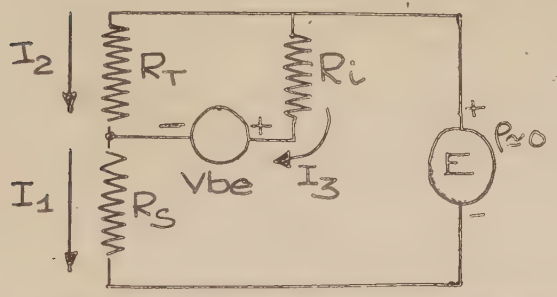


fig.(3) 6 ter.

Schéma équivalent simplifié de l'amplificateur d'écart

Dans ce schéma l'on a fait figurer Vbe, tension base émetteur de T1 et la résistance d'entrée du transistor T1 tel que :

$Ri \simeq \beta (r_{be} + Re)$ où rbe est la résistance intrinsèque base émetteur de T1 et β le gain en courant de T1

$$\left(\beta = \frac{Ic}{Ib} \right)$$

Les lois de Kirchoff permettent d'écrire :

$$\begin{aligned} &(a)\quad R_S I_1 + Vbe + Ri\, I_3 = E, \\ &(b)\quad R_S I_1 + R_T I_2 = E, \qquad (3) \\ &(c)\quad I_1 - I_2 - I_3 = 0, \end{aligned}$$

système d'équations linéaires que nous résolvons par les déterminants en écrivant (3) sous la forme :

$$\begin{vmatrix} RS & 0 & Ri \\ RS & R_T & 0 \\ 1 & -1 & -1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I1 \\ I2 \\ I3 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} E-Vbe \\ E \\ 0 \end{vmatrix} \quad (4)$$

Le déterminant de (4) est : $= -\Delta$

$$\left[R_S(R_T + Ri) + R_T Ri \right] \neq 0$$

CD.JB

Exprimons I_3, courant base Ib_1 de T1 :

$$I_3 = \frac{\begin{vmatrix} R_S & 0 & E-Vbe \\ R_S & RT & E \\ 1 & -1 & 0 \end{vmatrix}}{\Delta}$$

$$= \frac{- Rs \cdot Vbe + RT\,(E - Vbe)}{- Rs\,(R_T + Ri) + RT \cdot Ri} = Ib$$

$$Ib1 = \frac{Rs \cdot Vbe + RT\,(E - Vbe)}{(RT\,(Ri + RS) + RS \cdot Ri)} \quad (5)$$

L'équation (5) permet de déterminer R_S d'une façon optimale; en effet, il faut centrer le courant base afin de pouvoir varier de part et d'autre de la valeur correspondant à la température de fonctionnement.

Le courant collecteur de T1 est fixé par la capacité en co... de ce transistor. Pour une résistance collecteur Rc de 4700 Ω et une résistance émetteur Re de 500 Ω ($\beta = 100$)

$$Ib_m = \frac{E}{\beta\,(Re + Rc)} = \frac{30}{10^2(0,5 + 4,7)}\ 10^{-3} = 6\ 10^{-2}\ mA$$

Sachant que $Vbe \simeq 0,2$ V et $Ri = 50$ kΩ reportant ces valeurs dans (5) nous trouvons :

$$R_S = 282\ k\Omega$$

Nous avons à présent les éléments nécessaires au calcul de la sensibilité de l'amplificateur d'écart en fonction de ΔR_T.

Exprimons : $$\frac{d\,Ib}{d\,R_T} = \frac{Rs\ \overline{ERi + Vbe \cdot Rs}}{(R_T\,(Ri + Rs) + Rs\ Ri)^2} \quad (6)$$

Numériquement autour de la valeur $R_T = 73$ kΩ (27°C) on obtient :

$$\frac{d\,Ib}{d\,R_T} = 0,3\ 10^{-6}\ A/k\Omega$$

donc pour $\Delta_T = 1°$, $\Delta R_T = 3,2$ kΩ $\Delta Ib = 1\,\mu A$ la sensibilité du montage est : $\Delta Vc = \beta \cdot \Delta Ib \cdot Rc = 10^2 \cdot 10^{-6} \cdot 4,7 \cdot 10^3$

$$\Delta Vc \simeq 470\ mV/°C \quad (7)$$

CD.JB ...

2,4. Relaxateur a unijonction

Le relaxateur étudié, utilise un transistor unijonction (UJT), du type 2 N.1671. Le transistor uni-jonction est un dispositif semi-conducteur qui a l'avantage de présenter une caractéristique négative très stable. Statiquement sa caractéristique Ve,Ie est donnée fig.(7) a,b.

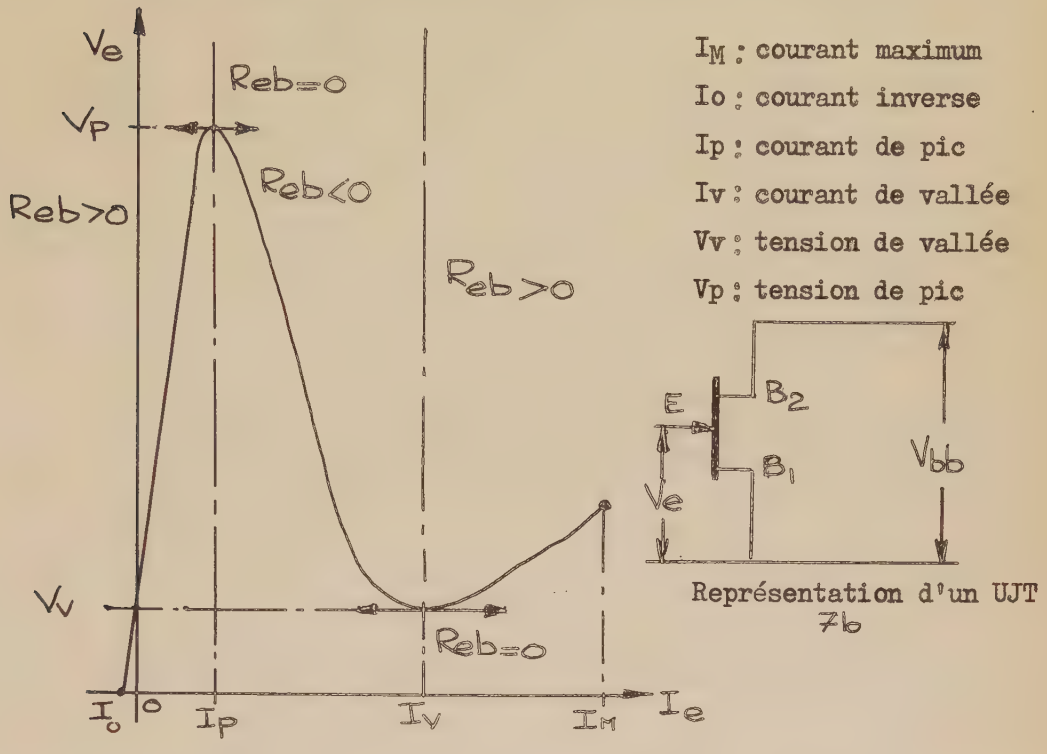


fig. (7) Caractéristique d'un UJT

Dans la figure (7) la caractéristique est volontairement déformée afin de faire apparaître les différentes zones.

Cette caractéristique est du type N, elle est univoque en courant, puisqu'à chaque valeur de Ie correspond une seule valeur Ve.

Alimentons l'émetteur E à travers une résistance R ; suivant la valeur de la résistance, à partir d'une même tension d'alimentation Ve, la droite de charge coupera les différentes zones de la caractéristique de l'UJT. 3 cas peuvent se présenter, nous les résumons sur un graphique fig.(8) afin de les analyser.

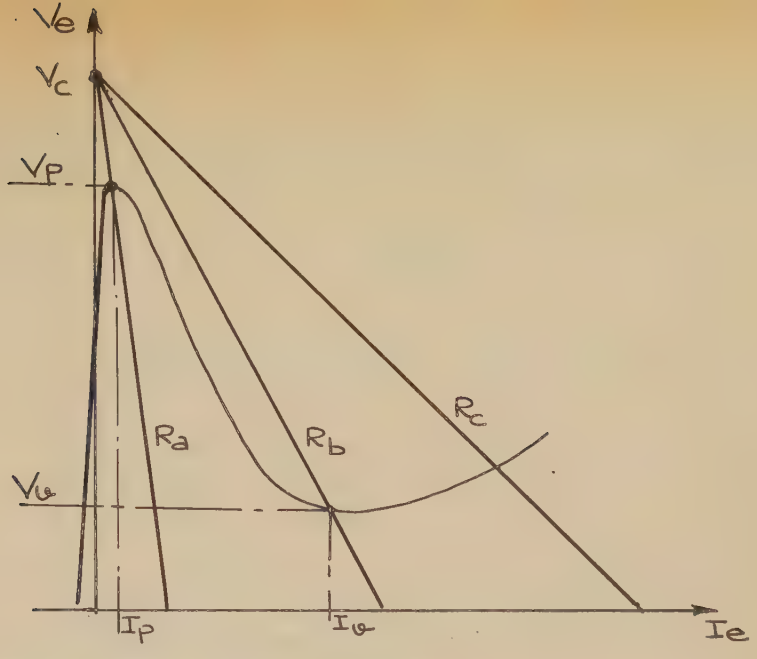


fig.(8) Droites de charge d'un UJT

La zone de fonctionnement du relaxateur est limitée, car pour qu'il y ait relaxation, il faut outre la condition $Vc > Vp$, que la droite de charge coupe la caractéristique de l'UJT dans sa partie présentant une résistance négative. De ce fait Rc est à éliminer.

Soit Ra, la droite de charge d'émetteur qui passe au voisinage du point de pic (Vp, Ip).

Soit Rb, la droite de charge d'émetteur qui passe par le point de vallée (Vv, Iv).

La droite de charge Ra, a pour valeur $Ra = \frac{Vc - Vp}{Ip}$ et

Rb, a pour valeur $Rb = \frac{Vc - Vv}{Iv}$

Il faudra choisir Re entre ces 2 valeurs :

$$Vc > Vp \qquad \frac{Vc - Vp}{Ip} < Re < \frac{Vc - Vv}{Iv} \qquad (8)$$

Définissons numériquement Re et ses limites sachant que pour l'UJT considéré pour Vbb = 30 Volts.

$Vv \simeq 0,75.V$
$Vp = \eta\ Vbb$ (η est le rapport intrinsèque - caractéristique du type d'UJT)
$Iv = 7$ mA
$Ip = 0,2$ A.

L'équation (8) impose : $4.10^3 < Re < 7,5.10^5$

Afin de couper franchement la caractéristique négative de l'UJT, nous choisissons $Re = 4,7\ k\Omega$

Le choix de la résistance Rb_2 est imposé par des considérations de stabilité en température.

On montre expérimentalement que pour compenser la tension de jonction émetteur base, il faut choisir :

$$R_{b2} = \frac{0,7 . Rbb}{\eta Vc}$$

Rbb étant la résistance intrinsèque base - base, ici 7000 Ω et $\eta = 0,5$.

$$R_{b2} = \frac{0,7 . 7000}{0,5 . 30} = 326 \Omega \text{ (soit 330 } \Omega \text{ valeur pratique)}$$

Les éléments du relaxateur sont partiellement définis, il faut à présent en préciser le fonctionnement dynamique, nous raisonnerons sur le schéma ci -dessous fig.(9)

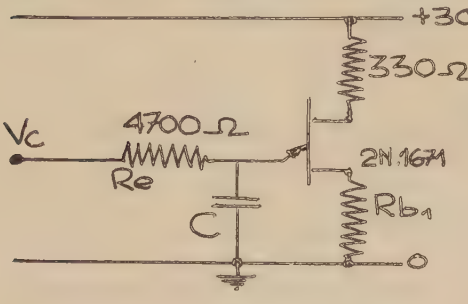


fig.(9) Schéma du relaxateur à UJT

Les éléments C et Rb 1 seront définis par la suite, leurs valeurs étant conditionnées par des impératifs dûs à l'utilisation du relaxateur.

Analysons le fonctionnement du relaxateur afin d'établir une relation entre la tension de commande Vc et la fréquence de relaxation $\sigma - 1$.

Appliquons au circuit une tension continue Vc ; à travers Re, le condensateur C tend à se charger à la valeur Vc, suivant une loi de variation exponentielle.

La tension qui apparaît aux bornes du condensateur C atteint le potentiel Vp de l'UJT, ce qui détermine la conduction de la jonction émetteur base 1, et par suite une décharge rapide de C, cette décharge est limitée à la tension de vallée Vv de l'UJT.

La tension aux bornes de C à l'allure donnée fig.(10).

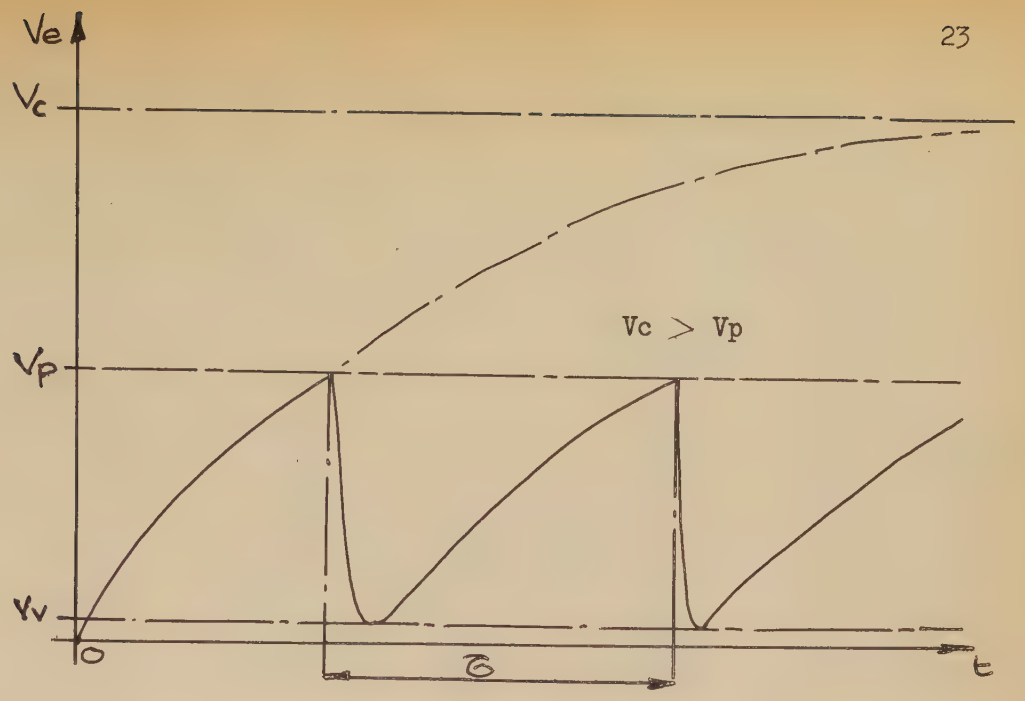


fig.(10) Tension aux bornes du condensateur C.

La constante de temps de charge est $\tau = R_e.C$

La tension aux bornes de C est : $(Vp - Vv) = (V_c - V_v)\ (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$

$e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{Vc - Vp}{Vc - Vv}$ au bout du temps t = T :

$e^{-\frac{T}{\tau}} = \frac{Vc - Vp}{Vc - Vv}$ donne : $T = \tau \text{ Log. } \frac{Vc - Vv}{Vc - Vp}$ pour $\tau = Re\ C$

$$T = Re.C.\text{Log. } \frac{Vc - Vv}{Vc - Vp} \quad (9)$$

La période du relaxateur est liée à la tension Vc, donc à la valeur ohmique de la sonde R_T.

La fig. (11)indique comment T varie avec Vc

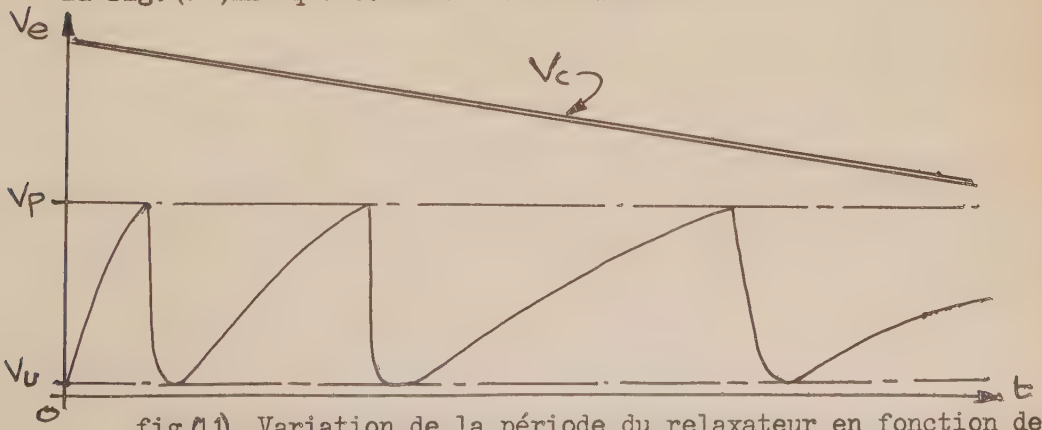
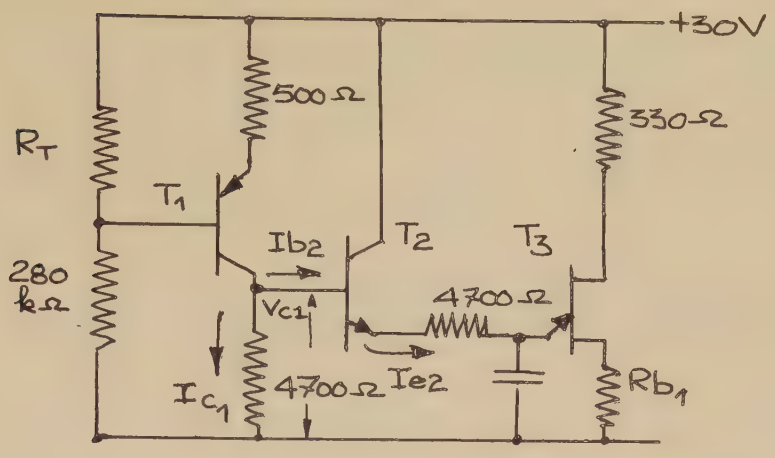


fig.(11) Variation de la période du relaxateur en fonction de Vc

...

L'amplificateur d'écart et le relaxateur constitue la tête du régulateur.



fig(12)

La présence de T_2 monté en émetteur follower, permet d'obtenir une séparation entre le relaxateur et l'amplificateur. Pour conserver une bonne linéarité à l'amplificateur T1, il ne faut pas trop le charger, le courant nécessaire au relaxateur est produit par T_2, qui demande à T_1 environ 1 % du courant collecteur, en effet :

$$Ie_2 = Ib_2 + Ic_2 = Ib_2 (1 + \beta) \text{ donc } Ib_2 = \frac{Ic.2}{1 + \beta} \quad (\beta = 100)$$

Les variations $\Delta V_{c\,1}$ de tension collecteur de T_1 seront transmises à l'entrée du relaxateur avec une bonne proportionnalité. Les impulsions produites par le relaxateur auront une période T liée à V_{c1} par l'équation(9).

2,5. Etage de puissance à THYRISTOR

Cet étage, commandé par le relaxateur, est constitué par un thyristor en série avec des résistances de chauffage.

Le thyristor, ou thyratron solide, a la propriété d'être conducteur quand la tension plaque cathode étant positive, sa tension de commande, ou tension de gâchette, est elle aussi positive.

Le thyratron idéal se comporte donc comme un interrupteur dont nous commanderons l'ouverture par les impulsions délivrées par le relaxateur.

De nombreux impératifs conditionnent la sécurité de son fonctionnement, nous les étudierons successivement afin d'obtenir le maximum de fiabilité.

(a) - Choix du thyristor

Deux paramètres déterminent le choix du thyristor, ce sont :

a) — La tension d'utilisation.

b) — Le courant maximum qu'il sera amené à couper.

La puissance prévue est de 0,5 kW. L'alimentation est de 220 V.50 Hz, par conséquent :

Ieff = $\frac{500}{220}$ = 2,27 Aeff. le courant crête sera :

$$2{,}27.\sqrt{2} = 3{,}8\ A_c$$

Notre choix s'est porté sur le thyristor SILEC TR 4006, dont les caractéristiques sont les suivantes :

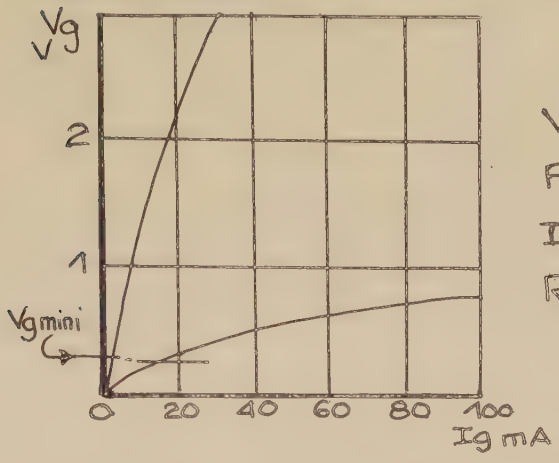
- Température d'utilisation	- 40 + 125	°C
- Tension inverse	400	V
- Tension directe	400	V
- Tension inverse de surcharge	500	V
- Courant direct	9	A
- Courant de surcharge (10 ms)	100	A

Caractéristiques de gâchette

- Puissance moyenne	0,5	W
- Puissance de crête	5	W
- Tension inverse	5	V
- Tension directe	10	V
- Courant maxi périodique	2	A

Le constructeur donne la caractéristique (Vg, Ig) de la gâchette pour tous les thyristors TR.4006. Compte tenu de la dispersion entre les divers échantillons.

Il faut noter en effet, qu'il existe de très importantes différences d'un échantillon à un autre, et la difficulté majeure de l'étude réside dans le fait que nos conclusions doivent pouvoir s'appliquer à n'importe quel thyristor de la série 4006.



$V_g > V_{g\,mini} = 0{,}25\,V$

$P_g < P_{g\,max} = 0{,}5\,W$

$I_g > I_{g\,mini} = 5\,mA$

$Rg_{mini}\,Ig < Vg < Rg_{max}\,Ig$

fig.(13) Caractéristique de la gâchette TR.4000

La figure (13) permet de déterminer l'aire de fonctionnement à partir des considérations suivantes :

$Vg > Vg_{mini} = 0{,}25\ V$,

$Pg < Pgmax = 0{,}5\ W$,

$Ig > Ig_{mini} = 5\ mA$,

$Rg_{mini}\ Ig < Vg < Rg_{maxi}\ Ig$,

Rg étant la résistance intrinsèque de la jonction de la gâchette.

Ces relations admettent une représentation graphique, établissant une zone à l'intérieur de laquelle la tension de commande Vg devra être située.

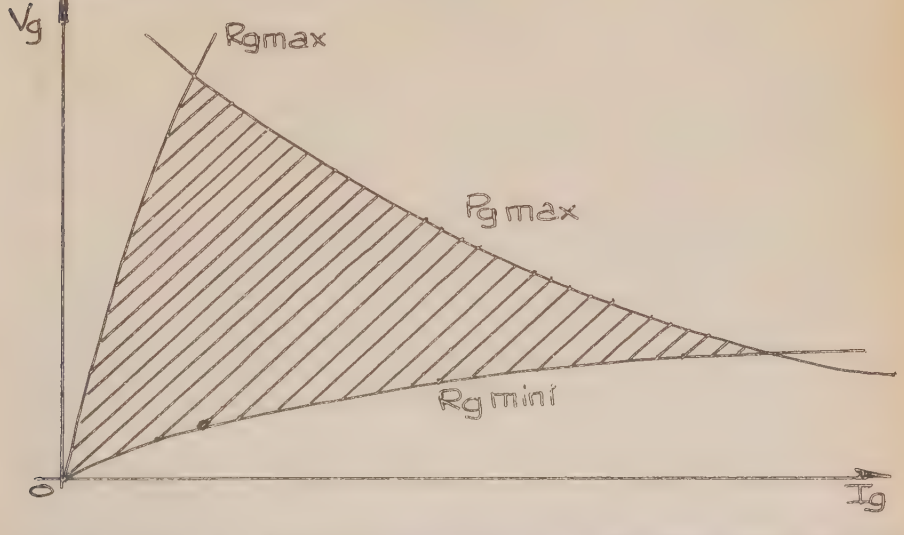


fig.(14) Aire de fonctionnement de la gâchette pour un TR.4006

(b) - Détermination des caractéristiques de la gâchette

Le problème à résoudre est donc le suivant :

Nous disposons d'un générateur, constitué par le relaxateur, qui a une certaine résistance interne et débite dans la gâchette du thyristor, dont la résistance interne varie de Rg_{mini} à Rg_{maxi}, et dont la tension à ses bornes doit impérativement se situer dans la zone ombrée de la fig.(14)

Si l'on ne dispose point d'une série d'échantillons de TR 4006, présentant des caractéristiques de gâchettes très différentes, il est possible de simuler la résistance Rg par des boîtes de résistances, suivant le schéma de la figure(15).

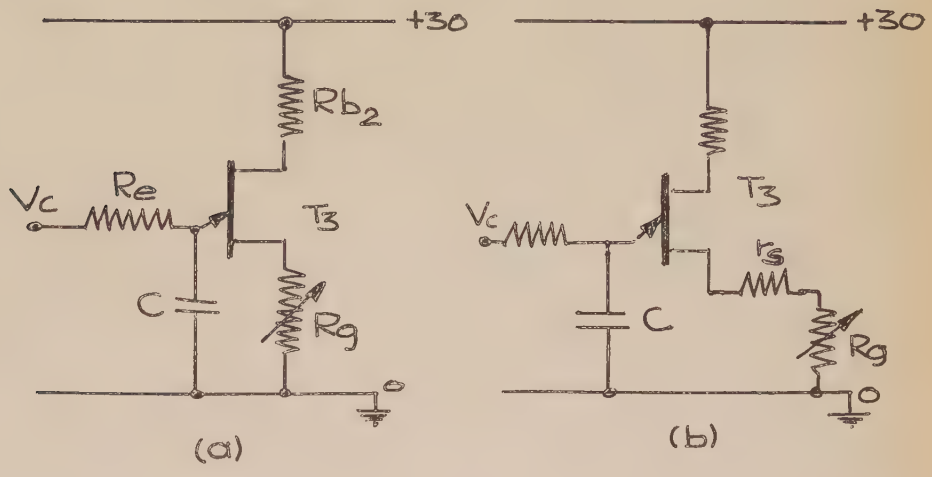


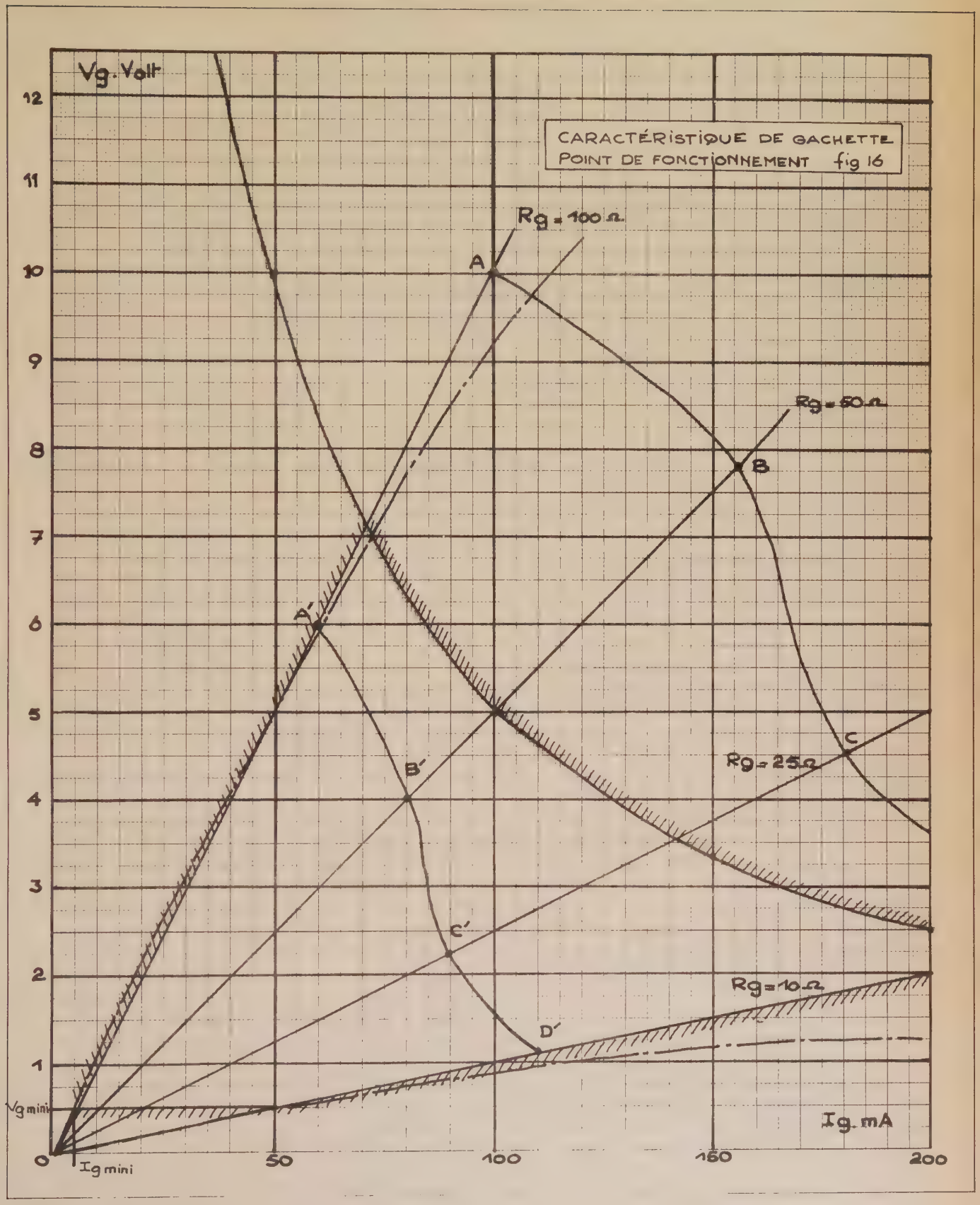
fig.15 Simulation de la gâchette. (a)
Recherche de r_s optimum. (b)

Rg varie de 10 à 100Ωpour chaque valeur de Rg, reportons sur le graphique la tension Vg obtenue, elle est égale à celle que l'on obtiendrait sur la gâchette du thyristor.

Nous obtenons les points A, B, C, D correspondant à Rg dont la valeur varie de 100, 50, 25 et 10Ω. La puissance délivrée par le relaxateur est supérieure à la puissance permise par construction. Nous disposons donc une résistance r_s en série avec la résistance Rg, afin que les points A, B, C, D se déplacent à l'intérieur de l'aire de fonctionnement.

Avec une résistance de 100Ω, nous trouvons les points A' B' C' D' qui conviennent.
La figure (16) rend compte graphiquement des remarques ci-dessus.
CD.JB

...


Vg. Volt
CARACTÉRISTIQUE DE GACHETTE
POINT DE FONCTIONNEMENT fig 16
Rg = 100 Ω
Rg = 50 Ω
Rg = 25 Ω
Rg = 10 Ω
A
B
C
A'
B'
C'
D'
12
11
10
9
8
7
6
5
4
3
2
1
Vg mini
0
Ig mini
50
100
150
200
Ig. mA

Dans le chapitre consacré au relaxateur, la charge du condensateur C a été étudiée pour une valeur quelconque de sa capacité. Il a été démontré que celle-ci conditionne la fréquence du relaxateur.

En fait, ce sont les caractéristiques du thyristor qui imposent une valeur optimum de C.

Détermination de C

La décharge du condensateur C apparaît sur la base b1 de l'Unijonction, puisque pendant la charge, la jonction émetteur-base 1 est bloquée.

La forme de l'impulsion de gâchette est une exponentielle décroissante de la forme :

$$Vg = Vgo\ e^{-\frac{t}{RC}} \quad (10)$$

où : R est la somme de 3 résistances :

1) - r_{eb} résistance émetteur base de l'UJT.

2) - r_s résistance série étudiée ci-dessus.

3) - R_g résistance de gâchette.

La forme de l'impulsion de gâchette délivrée par le relaxateur prendra une valeur différente suivant la valeur de Rg.

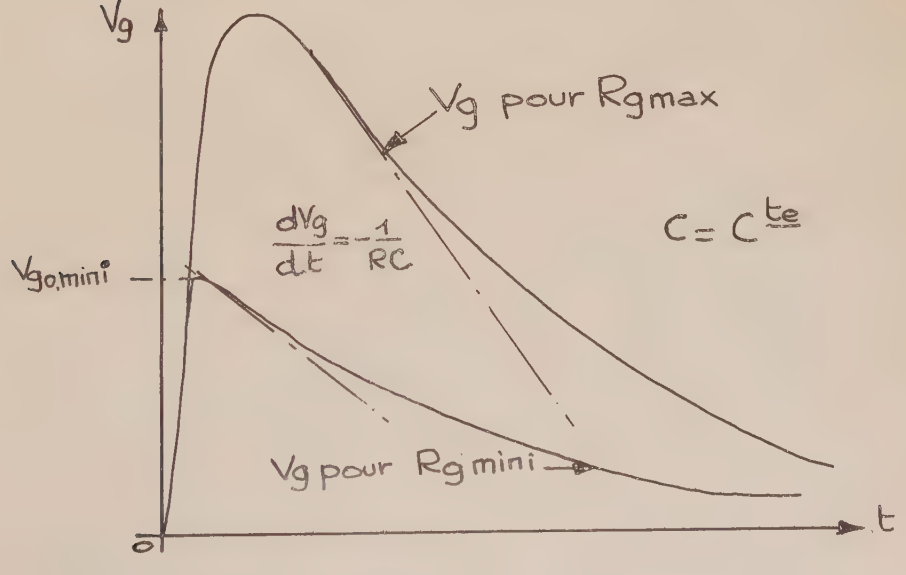


fig.(17) Forme de l'impulsion de la gâchette suivant la valeur de Rg.

La détermination de re b1 est nécessaire car le constructeur ne la précise pas. Pour l'obtenir, nous nous imposons les valeurs R, rs et C et d'après le dVg/dt obtenu, nous déduisons r_{eb1}. Nous avons trouvé $r_{eb\,1} = 30\ \Omega$

Pour rendre un thyristor conducteur, il a été montré quelles caractéristiques d'amplitude devait présenter l'impulsion de gâchette. Outre ces conditions d'amplitude, l'impulsion doit avoir une forme compatible avec le temps de conduction imposé par le thyristor.

Pour un type de thyristor donné, le constructeur donne le temps d'application de l'impulsion. Cette caractéristique varie assez peu d'un thyristor à un autre, dans les mêmes conditions d'utilisation.

La figure (18) indique comment varie la tension aux bornes d'un thyristor, quand on lui applique une tension de commande continue.

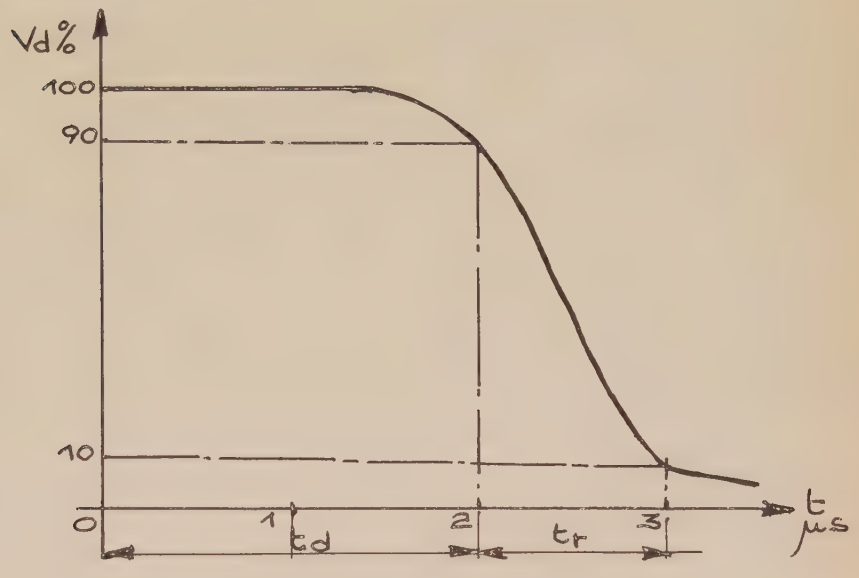


fig.(18) Condition de conduction d'un thyristor.

- Vd est la tension directe aux bornes du thyristor.
- td est le temps de retard dû à l'inertie des porteurs.
- tr est le temps nécessaire pour que Vd passe de 90 à 10 %.

A partir de ces notions définissons le temps t_{on} (turn-on) qui est la somme des temps td et tr.

$$ton = tr + td$$

Il faudra, pour rendre le thyristor conducteur que l'impulsion soit appliquée pendant un temps t_i supérieur au temps t_{on}. En pratique, pour obtenir une bonne sécurité d'"allumage", on choisit :

$$t_i \geqslant 3\ t_{on}$$

Les conditions d'amplitude et de temps déterminent la forme de l'impulsion. L'impulsion devra être telle, qu'au bout d'un temps $t_i \geqslant 3\ t_{on}$, l'amplitude soit supérieure à V_{gmini}.

L'équation (10) peut donc s'écrire :

$$V_{gmini} = V_{gRmini} \cdot e^{-\frac{3\ t_{on}}{(r_{eb1} + r_s + R_{gmini})\ C}} \qquad (11)$$

Expression d'où nous tirons la valeur de C :

$$C = \frac{3\ t_{on}}{(R_{gmini} + r_{eb1} + r_s)\ \text{Log}\ \frac{V_{gRmini}}{V_{gmini}}} \qquad (12)$$

Numériquement :

$t_{on} = 3\ \mu s$
$R_{gmini} = 10\ \Omega$
$r_{eb1} = 30\ \Omega$
$r_s = 100\ \Omega$
$V_{gRmini} = 1,0\ V$
$V_{gmini} = 0,5\ V$

$C = 0,093\ 10^{-6}\ F$
Soit $0,1\ \mu F$ pratiquement

Nous vérifions expérimentalement les résultats sur un montage d'essais. Nous obtenons les oscillogrammes de la fig.(19) qui justifient notre calcul.

Le relaxateur est donc, à ce stade de notre étude, entièrement déterminé.

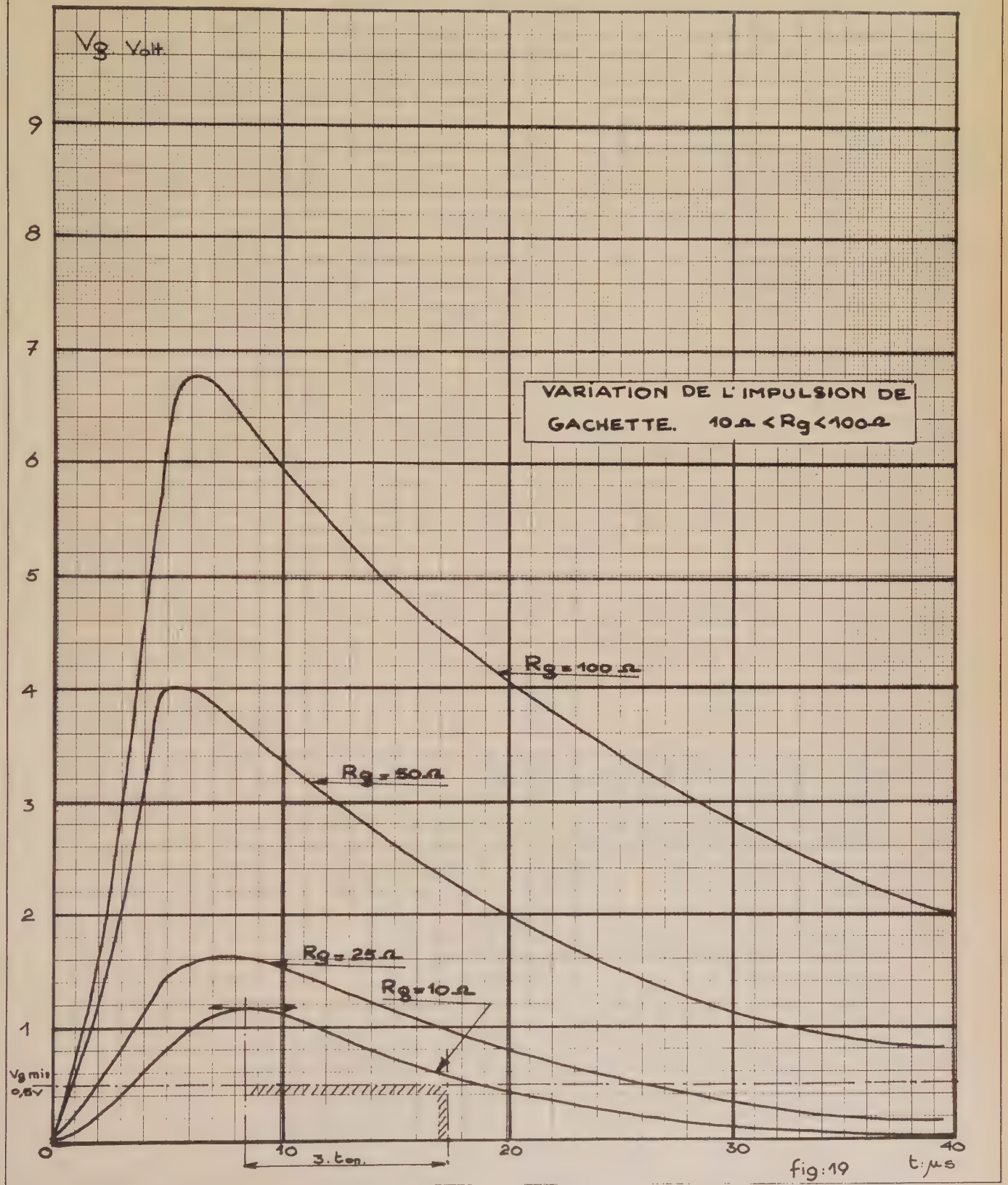

V_g Volt.
9
8
7
6
5
4
3
2
1
VARIATION DE L'IMPULSION DE GACHETTE. 10Ω < Rg < 100Ω
Rg = 100 Ω
Rg = 50 Ω
Rg = 25 Ω
Rg = 10 Ω
Vg mini 0,8V
0
10
3. ton.
20
30
40
t: µs

fig: 19

Nous considérons que la charge du thyristor est purement résistive.

Le thyristor supporte une tension inverse de 400 Volts et en surcharge 500 Volts. Le secteur de 220 V présente une tension inverse de 311 Volts, il semble donc que nous soyons protégés, que le thyristor ne risque rien.

Or, la régulation étudiée est alimentée sur le secteur, il n'est pas exagéré de penser que celui-ci peut comporter des parasites dont l'amplitude peut atteindre 600 Volts (les mesures le confirment), par conséquent, il faut protéger le thyristor contre les surtensions.

Une solution consiste à disposer en série avec le thyristor une, ou plusieurs diodes, dont nous déterminerons les caractéristiques.

(c) - Protection du Thyristor contre les surtensions inverses

Dans ce calcul le thyristor est assimilé à une diode supportant la même tension inverse que les, ou la diode, placées en série.

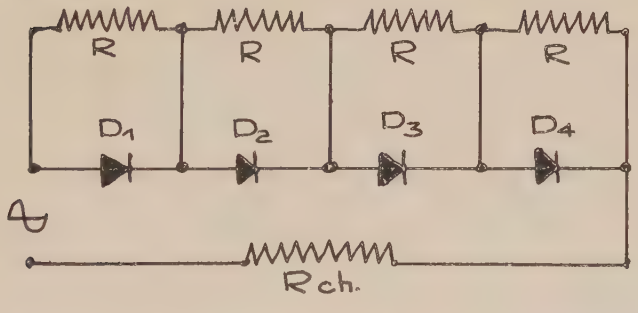


fig.(20)

Nous plaçons en parallèle avec les éléments redresseurs des résistances d'équilibrage, afin de répartir la tension inverse. Que se passe-t-il, si l'un des redresseurs a une résistance inverse exceptionnellement élevée? (il peut être coupé) et que les résistances R qui ont une tolérance ΔR/R sont placées dans le cas le plus défavorable, suivant le schéma de la fig.(21).

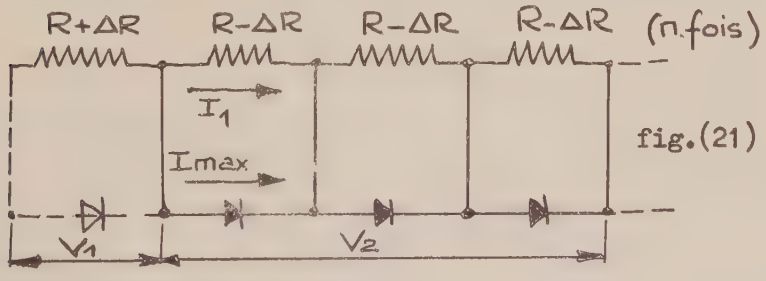


fig.(21)

13) $V1 = (R + \Delta R)(I_1 + I_{max})$

14) $V2 = (R - \Delta R)\, I_1\, (n - 1)$ $\qquad I_1 = \dfrac{V2}{(R - \Delta R)(n - 1)}$

soit :

$$V1 = (R + \Delta R)\left[\frac{V_2}{(R - \Delta R)(n-1)} + I_{max}\right]$$

Multiplions par $R/R + \Delta R$ et divisons par R haut et bas, il vient :

$$\frac{V1}{1 + \frac{\Delta R}{R}} = \frac{V_2}{(1 - \frac{\Delta R}{R})(n-1)} + I_{max} R, \text{ nous posons } \frac{\Delta R}{R} = x,$$

$$\frac{V1}{1 + x} = \frac{V_2}{(1 - x)(n-1)} + I_{max} R .$$

Soit VT, tension totale appliquée telle que : $V_T = V1 + V2$. Eliminons V2,

$$\frac{V1}{1 + x} = \frac{V_T - V1}{(1 - x)(n-1)} + I_{max} R,$$

$$R = \frac{1}{I_{max}}\left[\frac{V1}{(1 + x)} - \frac{V_T - V1}{(1 - x)(n-1)}\right].$$

La tension V1 admissible est la tension inverse maximum pour chaque redresseur soit Vinv. par conséquent :

$$R \leqslant \frac{1}{Im}\left[\frac{Vinv}{(1 + x)} - \frac{V_T - V1}{(1-x)(n-1)}\right] \quad (15)$$

Il faut évidemment que R soit positif donc que :

$$n \geqslant \left[1 + \frac{V_T - Vinv.}{V1} \cdot \frac{1 + x}{1 - x}\right] \quad (16)$$

Numériquement : $\frac{\Delta R}{R} = x = 0{,}05$,

$V_T = 600 V$,

$Vinv. = 400 V$, $I_{max} = 3\ 10^{-3} A$.

La condition (16) donne :

$$n \geqslant \left[1 + \frac{200}{400} \cdot \frac{1{,}05}{0{,}95}\right] \Rightarrow n \geqslant 1{,}55$$

Il convient donc de prendre n = 2 (et par conséquent)

$$R \leqslant \frac{10^3}{3}\left[\frac{400}{1{,}05} - \frac{200}{0{,}95}\right]$$

CD.JB

...

$$R \leqslant 56{,}6\ 10^3\ \Omega \pm 5\ \%$$

$$R = 56\ k\Omega \pm 5\ \%$$

Les résistances de 56 kΩ devront pouvoir supporter une puissance :

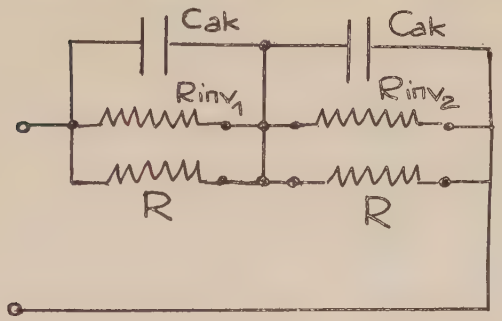
$$P = \frac{V_{inv.}}{R - \Delta R} = \frac{400^2 - 10^3}{(56 - 5{,}6)} = 3{,}15\ W$$

Nous utiliserons des résistances de 4 W.

(d) - Protection du thyristor contre les transitoires

Quand une diode, ou un thyristor, passe de l'état bloqué à l'état conducteur, il le fait en un temps nécessairement fini. Ce temps peut-être différent d'un élément à un autre, aussi, au prorata des capacités anode-cathode un élément peut se trouver soumis à une tension inverse instantanée, plus élevée que celle normalement admise.

Chaque redresseur peut-être représenté par un schéma équivalent, l'ensemble formant un réseau, dont nous nous proposons d'étudier le comportement en présence d'une impulsion de tension.



Dans ce schéma :

Rinv. est la résistance inverse du redresseur,

Ca k sa capacité anode-cathode et R sa résistance de protection ($R \pm \Delta R$).

fig.(22) Schéma équivalent d'un montage série.

R et Rinv. peuvent être remplacées par la résistance équivalente tel que : $\frac{1}{R1} = \frac{1}{R} + \frac{1}{Rinv.}$ ce qui permet de simplifier le schéma (22) et d'obtenir la fig.(23).

Les équations résultant de l'application de la loi de Kirchoff sont les suivantes :

CD.JB ...

$$(17)\quad \left\{\begin{array}{ll} R_1 & i_1 - \frac{1}{C_1}\int i_2\,dt = 0 \\ R_2 & i_2 - \frac{1}{C_2}\int i_4\,dt = 0 \\ R_1 & i_1 + i_3\ R_2 \quad = E \\ & i_1 + i_2 - i_3 - i_4 = 0 \end{array}\right.$$

Soit d'une façon générale $I_j(p)$ la transformée de Laplace de la fonction du temps $i_j(t)$.

$$i_j(t) \rceil\ I_j(p)$$

telle que :

$$I_j(p) = \int_0^\infty e^{-pt} \cdot i_j(t).dt$$

$$i_j(t).dt \rceil\ \frac{1}{p} I_j(p)$$

Il est sous entendu que $i_j(t)$ est une fonction du temps nulle, ou non définie pour $t < 0$.

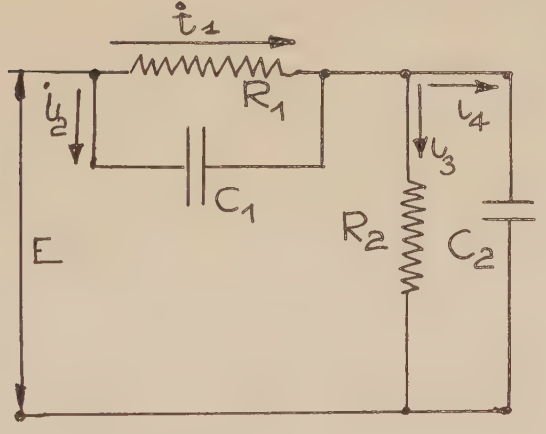


fig. (23)

Les relations de transformation permettent alors d'exprimer (17) sous la forme (18)

Les équations du circuit sont, après transformation :

$$\begin{array}{ll} R_1 & I_1 - \frac{I_2}{C_1 p} = 0, \\ R_2 & I_3 - \frac{I_4}{C_2 p} = 0, \\ R_1 & I_1 + R_2 I_3 = E, \\ & I_1 + I_2 - I_3 - I_4 = 0. \end{array} \qquad (18)$$

Soit sous la forme de déterminant :

$$\begin{vmatrix} R1 & -\frac{1}{C_1 p} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R2 & -\frac{1}{C_2 p} \\ R1 & 0 & R2 & 0 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ E \\ 0 \end{vmatrix} \qquad (19)$$

Le déterminant principal de (19) est :

$$\Delta = \frac{1}{p} R_1 . R_2 \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right) + \frac{R_1 + R_2}{C_1 \quad C_2} \cdot \frac{1}{p^2}$$

Exprimons alors $I_3 = \frac{\Delta I_3}{\Delta}$

$$I_3 = \frac{\begin{vmatrix} R_1 & -1/C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/C_2 \\ R_1 & 0 & E & 0 \\ 1 & 1 & 0 & -1 \end{vmatrix}}{\Delta} = \frac{E}{C_2 p} \cdot \frac{(R_1 + 1/C_1 p)}{\Delta}$$

Supposons que $R_1 = R_2 = R$, multiplions haut et bas par p^2 :

$$I_3 = \frac{E}{C_2} \cdot \left[\frac{R.p \quad + \quad 1/C_1}{R^2\left(\frac{1}{C1} + \frac{1}{C2}\right)p + \frac{2\,R}{C1.C2}} \right] ,$$

multiplions haut et bas par C1.C2,

$$I_3 = \frac{E}{C_2} \left[\frac{R.C1.C2p \quad + \quad C2}{R^2(C2 + C1)p \quad + 2R} \right] ,$$

$$= \frac{E}{R} \left[\frac{RC1p \quad + \quad 1}{R(C_1 + C_2) \quad + \quad 2} \right] . \qquad (20)$$

Les capacités ont une tolérance $\Delta C/C$, posons donc :

$$\left.\begin{array}{l} C_1 = C + \Delta C \\ C_2 = C - \Delta C \end{array}\right\} C_1 + C_2 = 2C$$

Valeurs que nous reportons dans (20),

$$I_3 = \frac{E}{R} \cdot \frac{R(C + \Delta C)P + 1}{2RCP + 2}$$

$$= \frac{E}{2R} \cdot \frac{R(C + \Delta C)P + 1}{(RCP + 1)}$$

L'excitation, intervenant à l'instant t = o et conservant une valeur constante par la suite est représentable par la fonction d'Heaviside $\varphi(t)$.

Soit donc $E = \frac{U}{P}[\varphi(t)$.

Reportons cette valeur dans l'expression de $V_2(P)$:

$$V_{2(P)} = R.I_3 = \frac{U}{2}\frac{1}{P}\left[\frac{RCP + 1 + R\Delta CP}{RC + 1}\right],$$

$$= \frac{U}{2} \cdot \frac{1}{P}\left[1 + \frac{R\Delta C.P}{RCP + 1}\right],$$

$$V_{2(P)} = \frac{U}{2}\left[\frac{1}{P} + \frac{\Delta C}{C} \cdot \frac{1}{P + \frac{1}{RC}}\right], \quad (21)$$

$$\left[\frac{1}{P} + \frac{\Delta C}{C} \cdot \frac{1}{P + \frac{1}{RC}}\right][\varphi(t) + \frac{\Delta C}{C} \cdot \frac{U}{2} e^{-t/RC},$$

donc : $V_2(t) = \frac{U}{2}.\varphi(t). + \frac{U}{2}\frac{\Delta C}{C} e^{-t/RC}$, (22)

comme nécessairement :

$$V_1(P) + V_2(P) = \frac{U}{P},$$

$$V_1(t) = \frac{U}{2}.\varphi(t) - \frac{U}{2}\frac{\Delta C}{C}.e^{-t/RC}. \quad (23)$$

CD.JB

...

Dans ces conditions, la tension aux bornes du thyristor et de la diode à l'allure ci-dessous fig.(24)

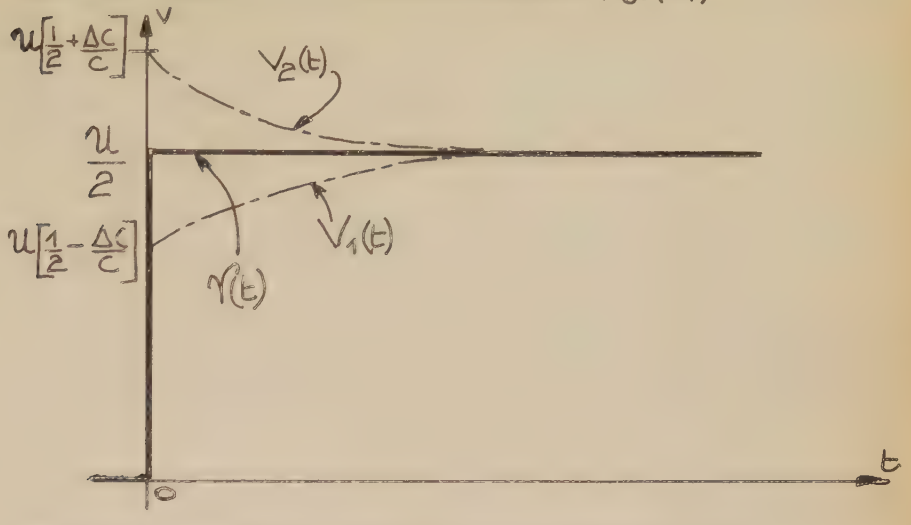


fig.(24) Réponse du circuit à un échelon unité

La disparité des capacités de jonction détermine donc aux bornes des éléments des surtensions proportionnelles à $\frac{\Delta C}{C}$

Nous avons protégé diode et thyristor contre les surtensions à l'aide de résistances d'équilibrage R ($\pm \Delta R$), il faut également les protéger contre les phénomènes transitoires.

Afin de déterminer la capacité de jonction d'une diode ou d'un thyristor, nous avons étudié une méthode de mesure au Q-mètre.

Le schéma du dispositif de mesure est donné fig.(25).

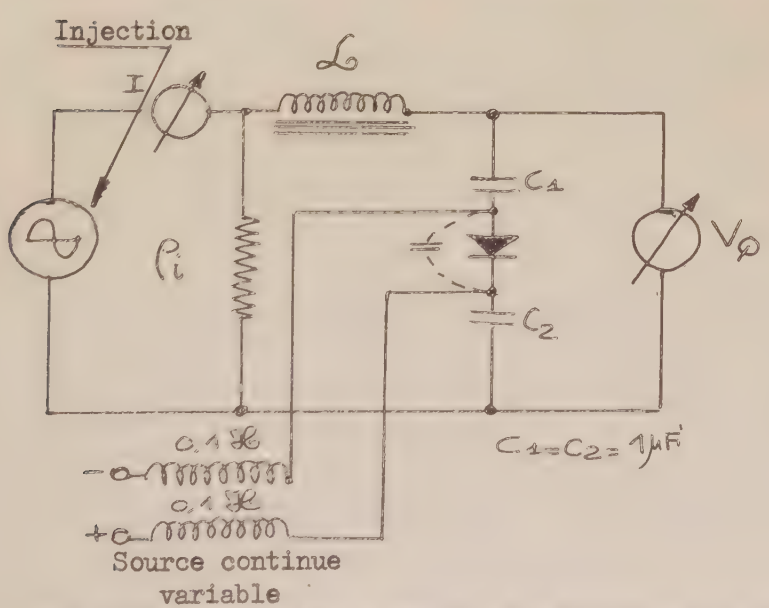


fig.(25) Mesure d'une capacité de jonction - Variation de la capacité de jonction en fonction de la tension à ses bornes.

CD/JB

...

Les résultats de mesure indiquent que pour un lot de TR.4006 et de diode G.4006, la capacité de jonction varie de 250 à 500 pf, par conséquent, dans l'équation (22) $\frac{\Delta C}{C}$ doit être pris au moins égal à 100 %. Physiquement, cela signifie que pour le cas le plus défavorable dans une association série : diode-thyristor, on retrouve presque la totalité du transitoire aux bornes d'un seul élément.

Il apparaît donc indispensable d'équilibrer capacitivement le montage, et le problème qui se pose à nous est alors le suivant.

Nous disposons de condensateurs ayant une tolérance de 5 %, quelle est la valeur qu'il faut donner aux condensateurs d'équilibrage : C_{eq} pour qu'en présence de transitoires, il n'y ait pas destruction des jonctions ?

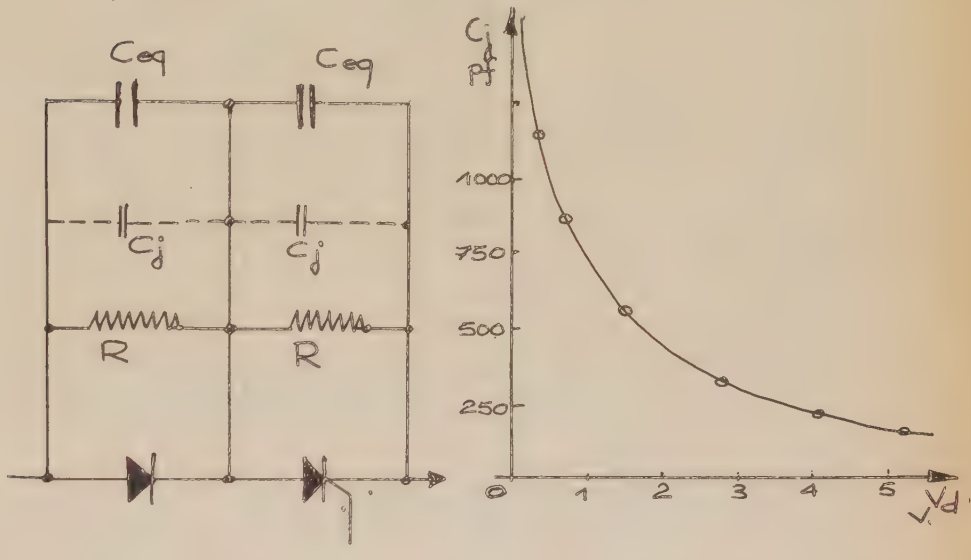


fig.(26) Protection d'éléments série contre les transitoires

Nous admettons un dépassement de 10 % par rapport à $U/2$, par conséquent, il faut que :

$$\frac{\Delta C}{C} \leqslant \frac{10}{100}.$$

La capacité d'équilibrage est choisie dans un lot, elle a une valeur nominale C_{eq} connue à ΔC_{eq} près.

La capacité de jonction est C_j sa valeur moyenne est 375 pf avec $\Delta C_j = 125$ pf.

Soit C_T la capacité équivalente à C_j et C_{eq} cette capacité sera connue à ΔC_T près :

$$CT = C_j + C_{eq}$$

Posons :

$$\frac{\Delta C_j}{C_j} = \delta_j \ , \ \frac{\Delta C_T}{C_T} = \delta_T, \ \frac{\Delta C_{eq}}{C_{eq}} = \delta_q \text{ et } \frac{C_{eq}}{C_j} = \vartheta .$$

Il faut respecter l'inégalité :

$$\frac{\Delta C_T}{C_T} \leqslant \delta_T$$

$$\frac{\Delta C_j + \Delta C_{eq}}{C_j + C_{eq}} \leqslant \delta_T \Rightarrow \frac{\Delta C_j}{C_j + C_{eq}} + \frac{\Delta C_{eq}}{C_j + C_{eq}} \leqslant \delta_t$$

$$\frac{\Delta C_j}{C_j\left[1 + \frac{C_{eq}}{C_j}\right]} + \frac{\Delta C_{eq}}{C_{eq}\left[1 + \frac{C_j}{C_{eq}}\right]} \leqslant \delta_T \Rightarrow \frac{\delta_j}{1+\vartheta} + \frac{\delta_q}{1+\frac{1}{\vartheta}} \leqslant \delta_T$$

$$\frac{\delta_j}{1+\vartheta} + \frac{\vartheta\,\delta_q}{1+\vartheta} \leqslant \delta_T \Rightarrow \delta_j + \vartheta.\delta_q \leqslant (1+\vartheta)\delta_T$$

d'où : $\vartheta(\delta_T - \delta_q) - (\delta_q - \delta_T) \geqslant 0 \Rightarrow \vartheta \geqslant \dfrac{\delta_j - \delta_T}{\delta_T - \delta_q}$

Le problème n'a de sens que si $\delta_j > \delta_T$ et $\delta_T > \delta_q$, par conséquent comme $\vartheta = C_{eq}/C_j$

$$C_{eq} \geqslant C_j \frac{\delta_j - \delta_T}{\delta_T - \delta_q} \qquad (24)$$

Soit pratiquement :

$C_j = 375\,pf \quad \Delta C_j = 125\,pf \Rightarrow \delta_j = \frac{125}{375} = 0,3$

$\delta_q = 0,05 \qquad \delta_T = 0,1$

$$C_{eq} \geqslant 375 \cdot \frac{0,3 - 0,1}{0,1 - 0,05} \Rightarrow C_{eq} \geqslant 1500\,pf$$

donc : $C_{eq} = 1500\,pf \pm 5\,\%$

Les circuits de protection de l'étage de puissance étant calculés, le schéma définitif de l'étage de puissance est le suivant : fig.(27)

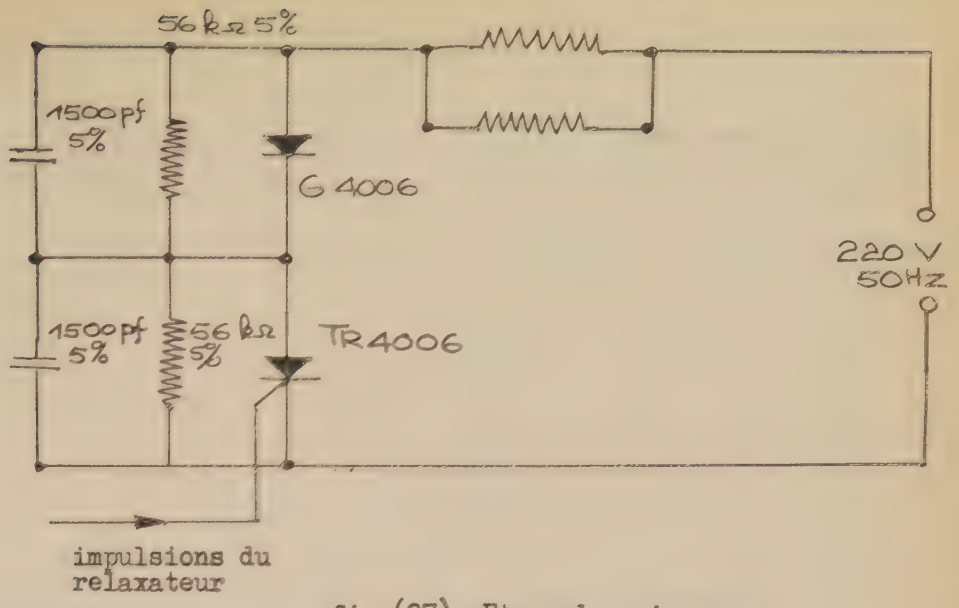


fig.(27) Etage de puissance

(e) - Etude de la dissipation

Les éléments semi-conducteur, outre leur sensibilité aux surtensions voient leurs caractéristiques évoluer en fonction de la température de leur jonction.

La température de jonction est fonction de trois paramètres :

(a). la température ambiante.

(b). la puissance dissipée dans la jonction.

(c). le mode d'évacuation de cette puissance.

Pour un thyristor, il faut considérer successivement :

(a). la puissance dissipée dans la gâchette.

(b). la puissance dissipée par le thyristor.

Pour une diode, la puissance dissipée dans la diode est à considérer.

Dissipation dans la gâchette

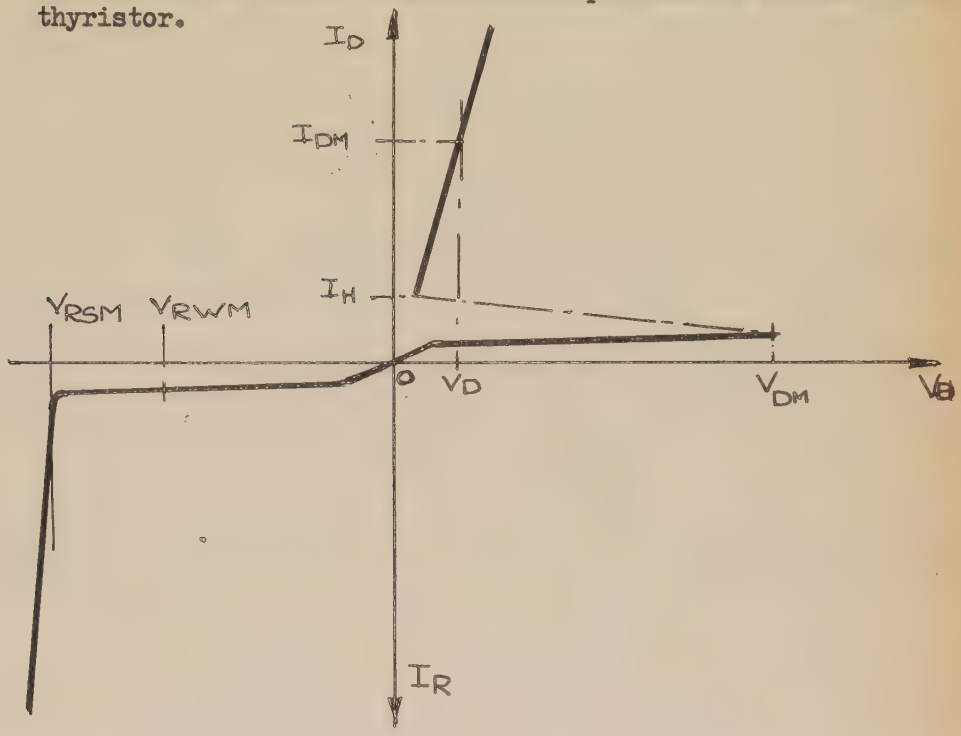
Il n'est pas nécessaire de faire l'étude de dissipation dans le jonction de gâchette. En effet, dans le paragraphe (2,5(b)) (Détermination des caractéristiques de gâchette), nous avons tenu compte de la puissance que le constructeur conseillait de ne pas dépasser (0,5W). Il s'agissait alors de la puissance moyenne, donc correspondant à une commande en continu. Par conséquent, la puissance effectivement appliquée à la gâchette qui est fonction du rapport cyclique sera très faible.

CD.JB ...

Dissipation dans le thyristor et la diode de protection

Précisons les symboles que nous utiliserons par la suite, les lettres et symboles utilisés étant conformes aux normes internationales.

La figure (28) donne la caractéristique tension courant d'un thyristor.



Liste des symboles

V_D	Tension directe	(ou VF)
I_D	Courant direct	(ou IF)
I_H	Courant de maintien	
V_{DM}	Tension directe maximum	(ou V_{FM})
I_{DM}	Courant direct maximum	(ou I_{FM})
VRWM	Tension inverse maximum de service	
VRSM	Tension inverse de claquage.	

Le thyratron ne conduit que pendant le temps où son anode est positive par rapport à sa cathode.

L'angle d'ouverture maximum peut être de 180°.

La puissance dissipée dans une jonction est au temps t, le produit du courant qui la traverse par la tension à ses bornes

La figure 29-A représente la tension aux bornes du thyristor, en B ; l'on a représenté le cas où le thyristor conduit pendant l'angle d'ouverture θ.

Les figures A' et B' représentent les courants traversant le thyristor.

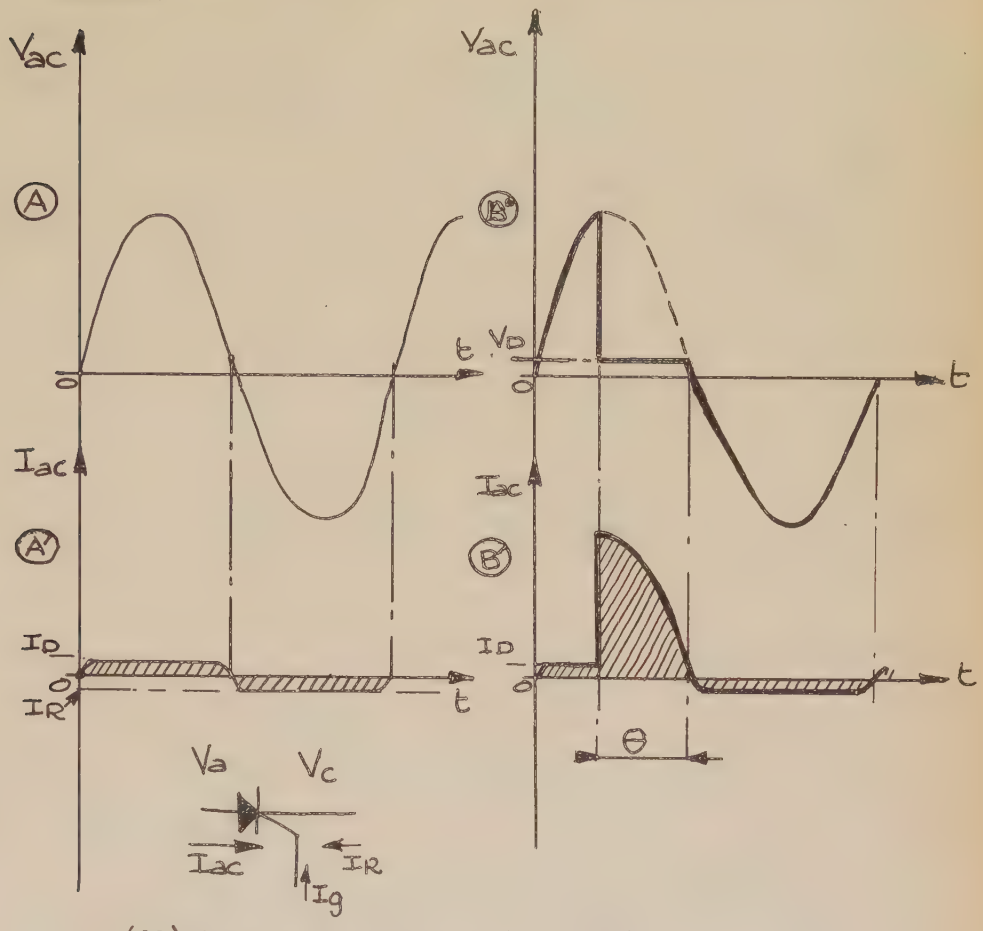


fig.(29) Allure des tension et courant

La puissance dissipée dans le thyristor est : $P = V_{ac} \times I_{ac}$.

Le cas le plus défavorable est celui qui correspond à l'ouverture maximum, c'est-à-dire $\theta \simeq 180°$.

Dans ce cas le graphique tension-courant est donné fig.(31).

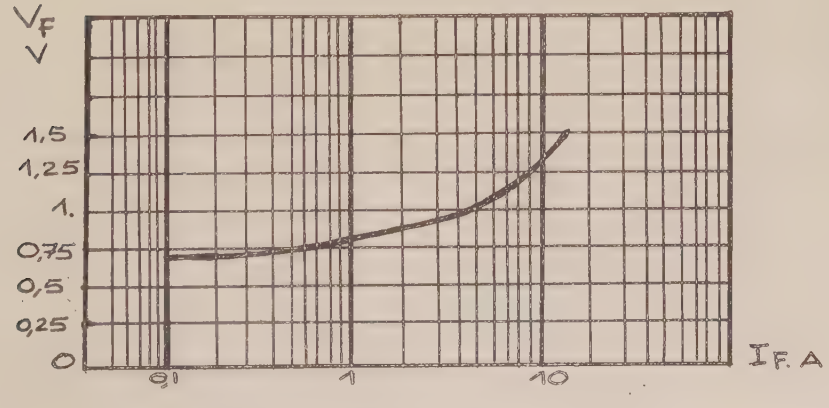


fig.(30) Chute de tension directe TR 4006.

CD.JB

Le constructeur donne la chute de tension directe aux bornes du thyristor pour différents courants. La courbe est reproduite fig.(30)

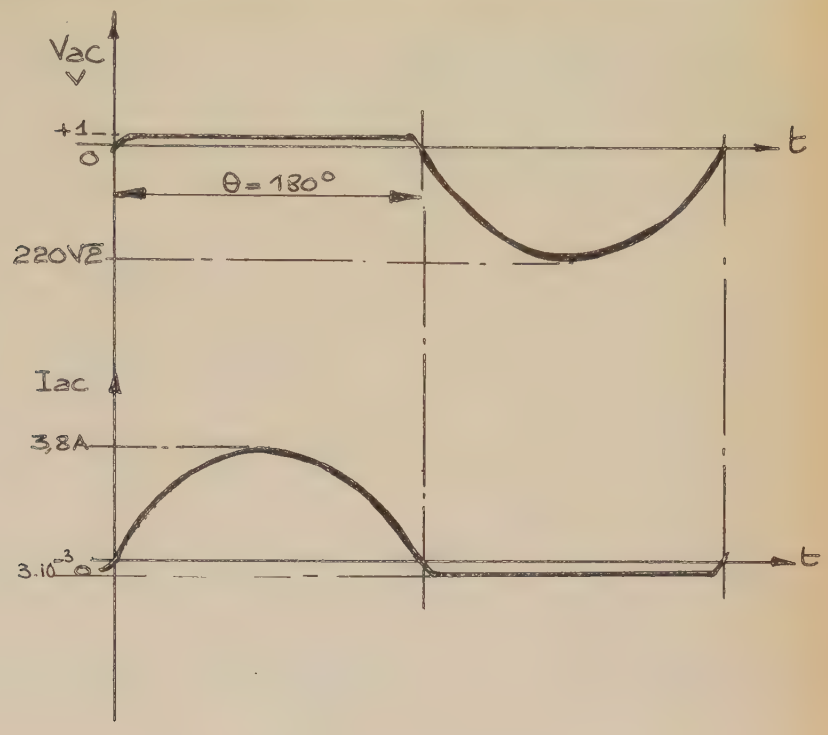


fig.(31) Cas d'une ouverture maximum

(*) En direct

Le courant crête débité par le thyratron est 3,8 A. Nous en déduisons la chute de tension directe à ses bornes : 1 V.

Par conséquent, la puissance de crête en direct est : $3,8 \times 1 = 3,8$ W $= P_D$

(**) En inverse

Le courant de fuite inverse est de 3 m A.

Par conséquent, la puissance de crête en inverse est : $220\sqrt{2} \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 0,93$ W $= P_R$

La puissance moyenne dissipée pendant une période T (fig.(32) a pour expression :

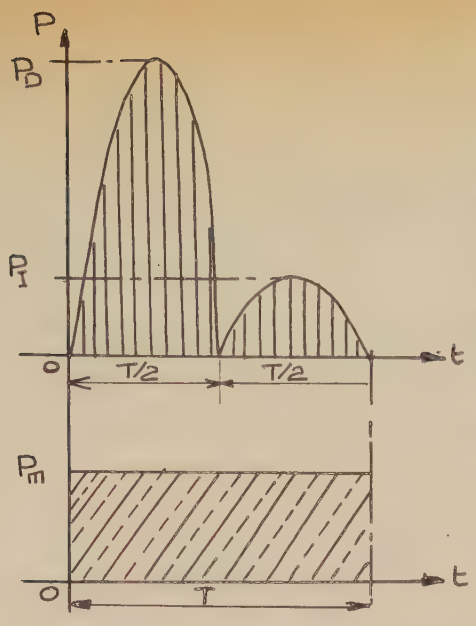
$$P = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} P_D \, dt + \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} P_R \, dt \Rightarrow P_m = \frac{P_D + P_R}{\pi}$$

donc : $P_m = \frac{3,8 + 0,93}{\pi} = 1,5$ W

$$P_m = 1,5 \text{ Watt}$$

CD.JB

...



Comme nous avons disposé en série avec le thyristor une diode, dont les caractéristiques sont semblables, il convient de diviser cette puissance par 2, pour connaître la puissance dissipée dans chaque jonction.

donc Pm = 0,75 W.

fig.(32) Puissance moyenne dissipée

Pour évaluer l'élévation de température de jonction due à la puissance dissipée, nous utiliserons la "Loid'ohm thermique".

L'élévation de température $\Delta T°$ de la jonction, en fonction de la puissance dissipée P_m est :

$$\Delta T = P_m . R\ th.$$

Expression dans laquelle $R_{th.}$ est la résistance thermique exprimée en degré par Watt (on dit aussi oh m - thermique). La résistance thermique - jonction-boîtier - dans le cas présent est de $\simeq$ 3° C/W donc :

$$\Delta T = 3 \times 0,75 = 2,25\ °C$$

La température maximum de jonction donnée par le constructeur est de + 100°C, nous en sommes très loin même en tenant compte de la température ambiante (+ 27°C), la jonction aura une température maximum de :

$$27 + 2,25 = 29,25\ °C.$$

Il n'est par conséquent pas nécessaire de prévoir un dissipateur de chaleur.

CD.JB ...

2,6. Alimentation

On alimente sans transformateur sur le 50 Hz, et l'on génère une tension 0 + 30 V synchrone du Secteur, ce qui permet de ne faire conduire le thyratron que pendant le temps où son anode est positive.

L'amplificateur de mesure et le relaxateur ont une consommation relativement faible de 30 mA.

Le schéma est le suivant :

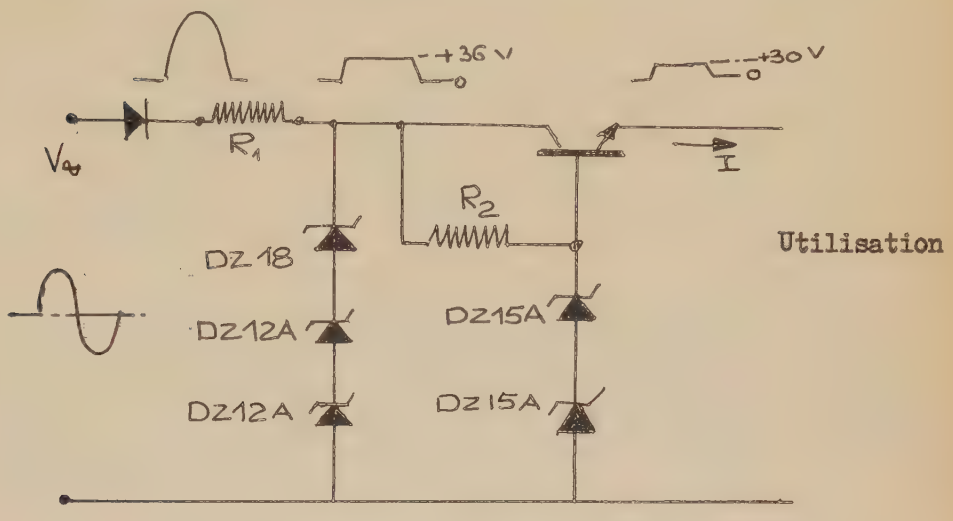


fig.(33)

Les diodes Zener utilisées sont des DZ12 A et DZ15 A donnant respectivement 12 et 15 Volts, pour un courant nominal de 15 mA.

Le calcul de R1 et R2 se fait à partir du schéma fig.(34).

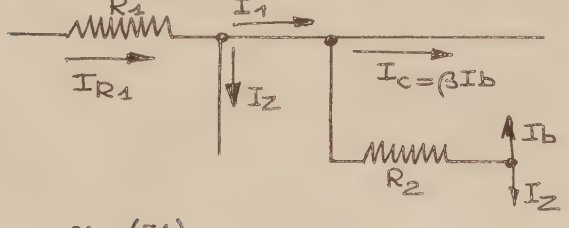


fig.(34)

Le courant de sortie $I_e = I_b + I_c \Rightarrow I_1 = (I_b + \beta I_b) + I_z = (\frac{30}{50} + 30) + 15$

$$I_1 = 45{,}6 \text{ mA}$$
$$I_{R_1} = I_1 + I_z = 45{,}6 + 15 = 60{,}6 \text{ mA}$$
$$I_{R_2} = I_b + I_z = 0{,}6 + 15 = 15{,}6 \text{ mA}$$

CD.JB

$$R_1 = \frac{Ve - Vz}{I_{R1}}$$

$$= \frac{220\sqrt{2} - 36}{60,6} = 4,56\ k\Omega \text{ soit } 4,7\ k\Omega$$

$$P_{R_1} = \frac{1}{2}\left[\frac{1}{2}\ \frac{V_R^2}{R\,1}\right] = \frac{1}{4}\ \frac{(220\sqrt{2} - 36)^2}{4,7.10^3} = 4W$$

$R_1 = 4,7\ k\Omega,\ 5\ W$

$$R_2 = \frac{(36 - 30)}{15,6}\ 10^3 = 385\Omega \quad P_{R_2} = 2\ W$$

$R_2 = 390\Omega\ 2\ W$

L'alimentation est donc numériquement déterminée, il reste cependant à préciser quelle peut être sa dérive en fonction de la température, car il est peu important que l'on ait 30 V avec précision, il faut que cette tension soit stable, car une variation ΔV_S a une incidence sur l'amplificateur et le relaxateur, donc sur le débit du chauffage.

(a) - Dérive thermique

La dérive thermique de l'alimentation a pour causes :

- la variation ΔVbe du transistor ballast.
- la variation ΔV_Z des diodes Zener de 15 Volts.

$$\Delta V_S = 2\Delta V_Z + \Delta V\text{be}$$

$$\Delta V_Z / V_Z \cdot \Delta\Theta = 6,3\ \ 10^{-4}$$

$$V_Z = 6,3 \cdot 15.10^{-4} = 9,45\ \ 10^{-3}\ V/\ °C$$

$$\Delta V\text{be} \simeq 2,\ 10^{-3}\ V/\ °C$$

$$\Delta V_S = (2.\ 9,45\ .\ +\ 2)\ 10^{-3} = 21\ 10^{-3}\ V/\ °C$$

$$\Delta V_S = 21\ mV/\ °C$$

L'alimentation est comme le reste de l'ensemble à l'intérieur du spectromètre, par conséquent, elle peut subir un $\Delta\Theta$ de 5 °C, et, dans ce cas, l'erreur faite sur l'alimentation 30V est : $\frac{\Delta VS}{VS} = \frac{5\ .\ 21}{30}\ 10^{-3} = 3,5\ 10^{-3}$, c'est une erreur qui peut être négligée.

(b) - Influence des variations de secteur

Etudions le prérégulateur - sachant que n diodes Zener série ont une résistance interne n.rz et une tension Zener n.vz. Les paramètres r_z et v_z étant définis sur la caractéristique (i,v) de la figure (34)a.

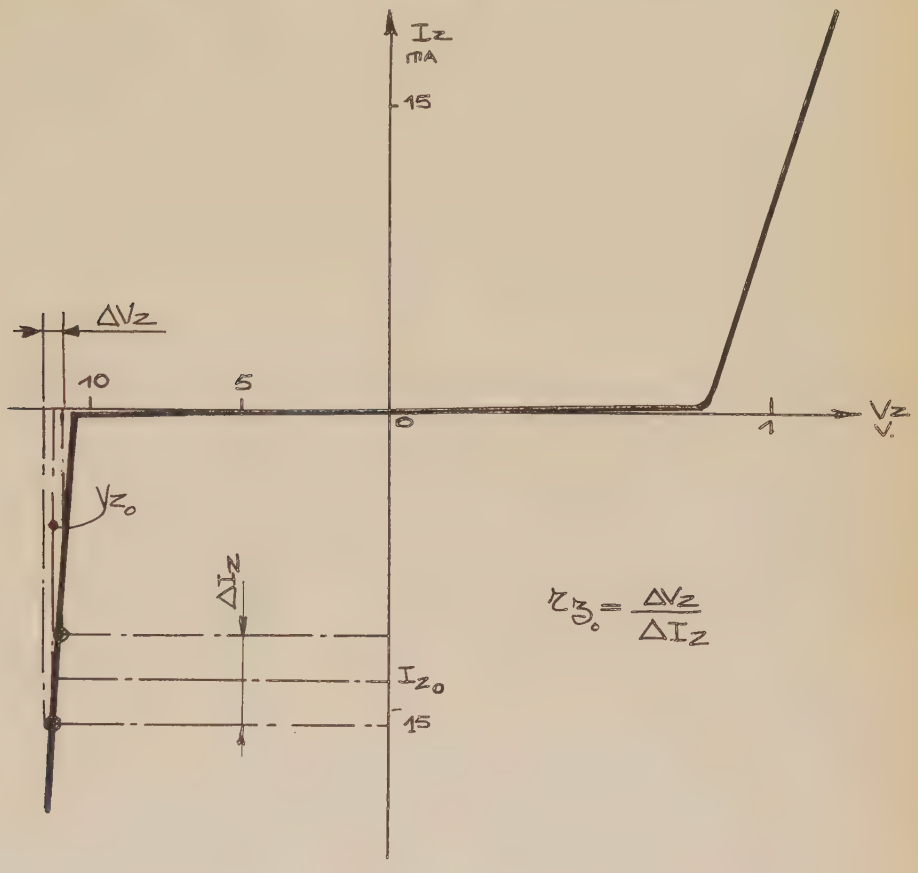


fig.(34)a Caractéristique de Zener et schéma équivalent de la prérégulation

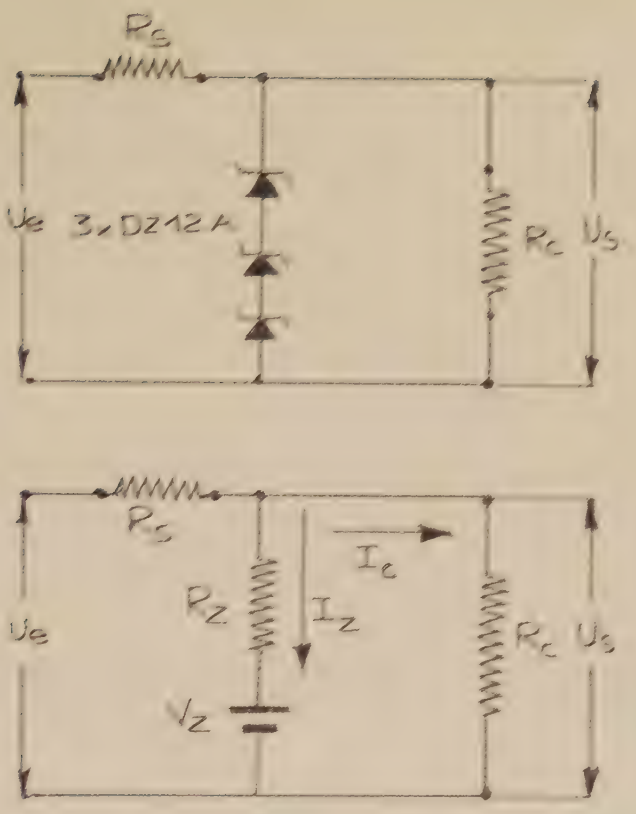


fig.(34)b Caractéristique de Zener et schéma équivalent de la prérégulation.

Les équations du circuit sont, d'après les lois de Kirchoff :

$Ue = Rs\ Ie + Vz + Rz\ Iz$,

$Ue = Rs\ Ie + Rc\ Ic$,

$Ie = Iz + Ic$,

Ce système peut être écrit sous la forme de déterminant :

$$\begin{cases} Rs\ Ie + Rz\ Iz + 0 = Ue - Vz \\ Rs\ Ie + 0 + Rc\ Ic = Ue \\ -\ Ie + Iz + Ic = 0 \end{cases} \Longleftrightarrow \begin{vmatrix} Rs & Rz & 0 \\ Rs & 0 & Rc \\ -1 & 1 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} Ie \\ Iz \\ Ic \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Ue - Vz \\ Ue \\ 0 \end{vmatrix}$$

Le déterminant principal est :

$$(\Delta = -\ Rz\ Rc - Rz\ Rs - Rs\ Rc.)$$

Le courant de sortie a pour expression :

$$Ic = \frac{\begin{vmatrix} R_s & R_z & (Ue - Vz) \\ R_s & 0 & Ue \\ -1 & 1 & 0 \end{vmatrix}}{\Delta}$$

$$= \frac{- R_z Ue + Rs\ (Ue - Vz) - Rs\ Ue}{-(R_z Rc + Rz\ Rs + Rs\ Rc)}$$

$$\text{donc } Ic = \frac{Rz\ Ue + Rs\ Vz}{RzRc + RzRs + RsRc}$$

A charge constante : $Us = Rc\ Ic$,

$$U_S = \frac{Rc\ (\ Rz\ Ue + Rs\ Vz\ )}{RzRc + RzRs + RsRc} = f\ (Ue) \quad \text{pour } Vz = C^{te}.$$

$$\frac{d\ Us}{d\ Ue} = \frac{RcRz}{RzRc + RzRs + RsRc} = \frac{1}{1 + \frac{RzRs + RsRc}{Rc\ Rz}}$$

$$\frac{d\ Us}{d\ Ue} = \frac{1}{1 + \frac{Rs\ (Rz + Rc)}{Rc\ Rz}} \quad (25)$$

Numériquement : $Rs = 4700\Omega$ $Rc = 800\Omega$ $Rz = 3 \times 18 = 54\Omega$

$$\frac{d\ Us}{d\ Ue} = \frac{1}{1 + \frac{4.013.800}{43.200}} = \frac{1}{94}$$

L'incidence d'une variation de tension secteur sur la tension de sortie du prérégulateur n'est donc que de 1 % environ.

Le prérégulateur alimente un régulateur avec diode Zener Shunt et transistor série. Dans ce montage, la tension base est Vb_o. L'incidence d'une variation de secteur est : d'après le schéma de la figure (36), et l'équation (25).

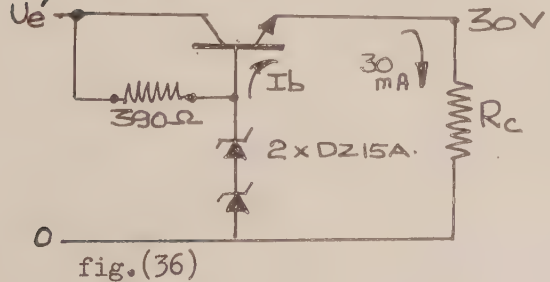


fig.(36)

$$\frac{d\ Vb}{d\ Ué} = \frac{1}{1 + \frac{Rs(Rz + Re)}{Re.Rz}}$$

où Re est la résistance d'entrée du transistor, tel que :

$$Re \simeq \beta . Rc.$$

Numériquement : $R_s = 390\ \Omega$.

$R_z = 2 \times 24 = 48\ \Omega$

$\beta R_c = 30 \times 1000 = 30\ 10^3\ \Omega = R_e$

$$\frac{dV_b}{d\ U_é} = \frac{1}{86}$$

Une variation de tension secteur provoque donc, au niveau de la base du transistor série une variation :

$$\frac{dV_b}{bU_e} = \frac{1}{94} \cdot \frac{1}{86} = \frac{1}{8084} = 1{,}2\ 10^{-4}$$

Dans un tel montage, nous retrouverons en sortie sur l'émetteur du transistor, les mêmes variations, que sur la base.

L'incidence des variations de la tension secteur est par conséquent négligeable.

---

3. Schéma définitif et réalisation pratique.

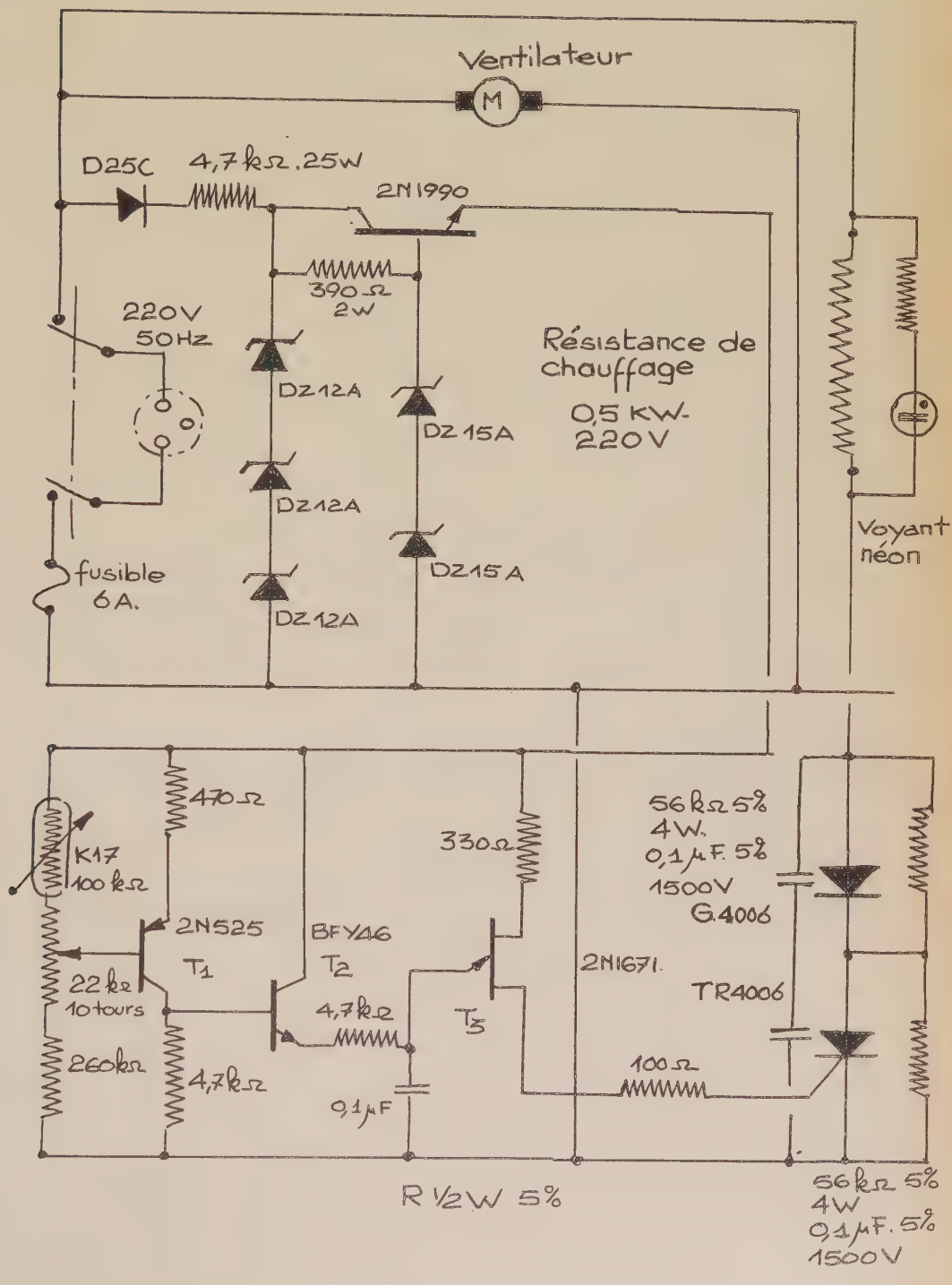


fig. 37 - Schéma du régulateur.

CD.CB

L'étude des différentes parties de la régulation nous a permis d'exprimer les performances de chacune d'elles.

Il convient à présent de préciser la sensibilité de l'ensemble.

La période du relaxateur est de la forme :

$$T = Re.C.\log \frac{Vc - Vv}{Vc - Vp}$$

$Re = 4,7.10^{3}\ \Omega$,
$C = 0,1.10^{-6}$ F
$Vv = 0,7$ V,
$Vp = \eta \cdot VBB = 0,6.30 = 18$ V,

Comme : $Vp \gg Vv$ l'expression de T peut s'écrire :

$$T \propto Re.C.Log \frac{Vc}{Vc - Vp}.$$

$$T = 0,47.10^{-3}\ Log \frac{Vc}{Vc - Vp}$$

La période minimale est obtenue pour $Vc = V_{BB}$

$$Tm = 0,47\ 10^{-3}\ Log \frac{30}{30 - 18}$$

$$Tm = 0,427\ 10^{-3} S.$$

Tm correspond à l'angle d'ouverture maximum Θ_M tel que : $\Theta_M = 180 - \frac{180}{10} \times 0,427.$

$$\Theta_M = 172°$$

L'angle d'ouverture minimum correspond à 1/2 période de 50 Hz, soit 10 mS, par conséquent :

$$0,42 \text{ ms} \leqslant T \leqslant 10 \text{ ms}.$$

Etudions numériquement la courbe

$$T = f\ (Vc).$$

$$T = 0,47\ 10^{-3}\ Log \left[\frac{Vc}{Vc - Vp}\right]$$

...

Le tableau suivant rend compte des résultats qui sont portés sur la courbe de la fig. (36 Bis).

T ms	Vc V	T ms	Vc V
0,4	31,41	1,5	18,771
		1,7	18,496
0,5	27,48	1,8	18,399
0,6	24,96	1,9	18,321
0,7	23,24	2,0	18,259
0,8	22,013	3,0	18,030
0,9	21,111	4,0	18,003
1,0	20,434	5,0	18,000
1,1	19,917		
1,2	19,519		
1,3	19,208		
1,4	18,964		

Il peut être observé sur la courbe (36 Bis), que la pente de $T = f(Vc)$ au voisinage de 18 V est très forte.

La dérivée de $f(Vc)$ a pour expression :

$$T' = f'(V_c) = \frac{-8,46.10^{-3}}{Vc\ (Vc - 18).}$$

Pour Vc = 25 Volts, traçons la tangente à la courbe, elle se confond avec celle-ci, avec un très faible écart pour $Vc \leq 22$ Volts. Dans cette zone, l'angle d'ouverture est donc pratiquement proportionnel à la tension de commande.

Notons que cette forme de courbe de commande est bien adaptée au problème. Quand la température est très éloignée de la valeur de consigne, Vc tend vers 30 Volts ; l'ouverture est maximum, elle atteint 10 % pour Vc = 22 Volts ; par conséquent, la puissance de chauffe est maximale.

Dès que Vc est inférieur à 22 Volts, l'angle d'ouverture varie rapidement, et un faible écart de température par rapport à la valeur de consigne augmente immédiatement la puissance de chauffe.

...

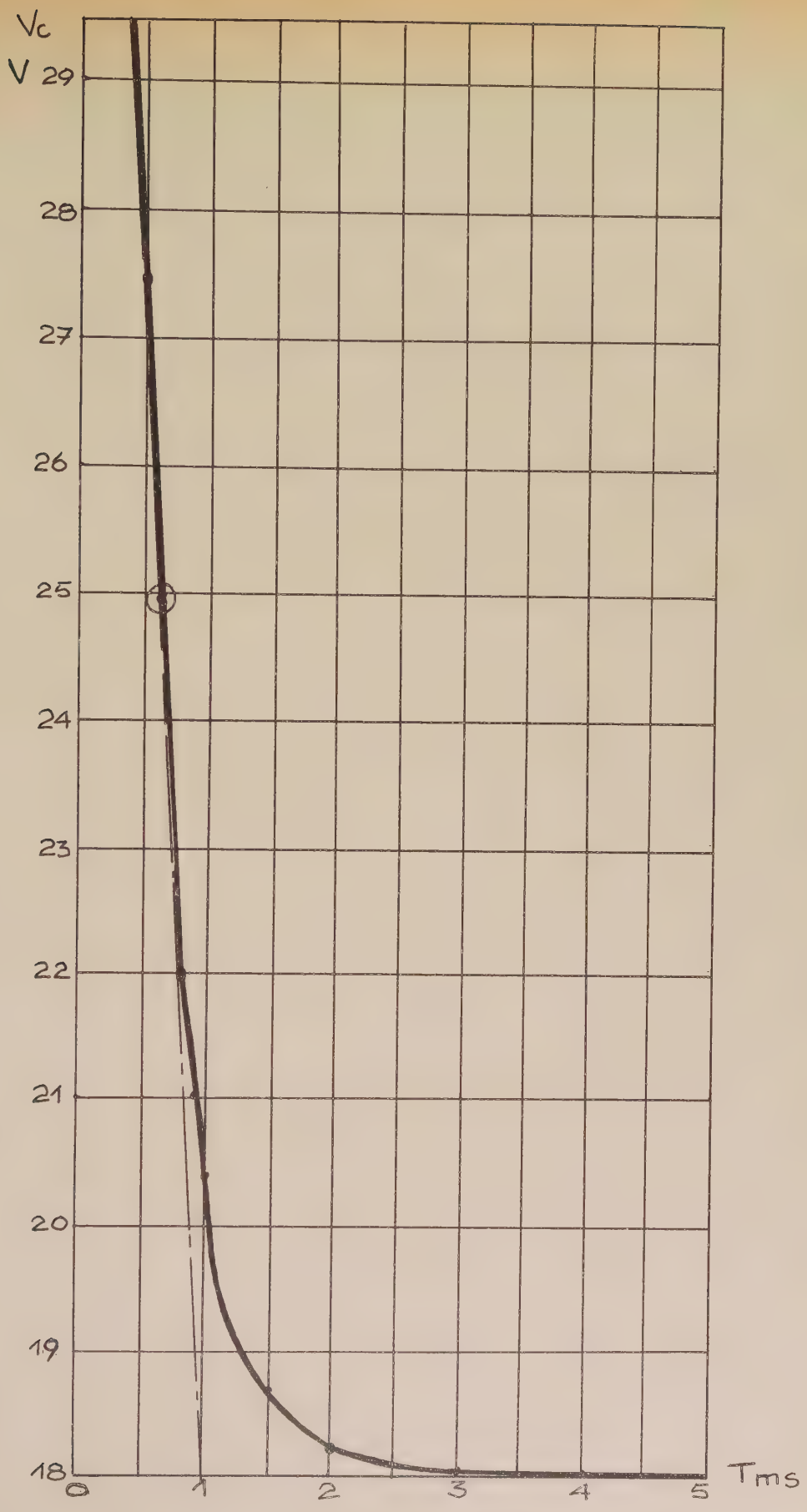


fig.36 bis - Courbe de Commande T = f(Vc)

L'étude du régulateur a été faite en tenant compte de la disparité des composants et du prix de revient de ceux-ci.

La photographie N° 1 montre le format réduit du régulateur, compte tenu des performances obtenues.

Le schéma fig.(37) fait apparaître des éléments de contrôle, tel qu'un voyant néon qui, branché en parallèle sur la charge, s'allume quand il y a un apport de chaleur ; et un point de test qui permet de mesurer la tension d'erreur du régulateur au niveau de la base de T_1.

Les circuits de commande du thyristor et l'alimentation sont réalisés sur circuit imprimé - le thyristor, la diode et les circuits de protection sont montés sur un refroidisseur qui sert de support à l'ensemble.

...

Planche N° 1 : Régulateur

IIème **partie** - EXPLOITATION DU SYSTEME SPECTROSCOPIQUE.

1,1. Le densitomètre - principes fondamentaux d'une mesure de densité optique.

C'est un dispositif destiné à mesurer une densité optique, ou encore, le noircissement d'une plaque ou d'un film ayant reçu une certaine quantité de lumière.

Rappelons brièvement les relations fondamentales reliant la densité optique à l'éclairement.

Soit Φ_o le flux lumineux incident reçu par une plaque transparente et Φ le flux émergent, une certaine quantité de lumière est absorbée, par conséquent : $\Phi_o < \Phi$

Le facteur de transmission de la plaque est le rapport

$$T = \Phi/\Phi_o \quad (1) \qquad T < 1$$

c'est la transparence.

L'opacité O est le rapport inverse :

$$O = 1/T = \Phi_o/\Phi \quad (2) \qquad O > 1$$

La densité optique, grandeur normalement utilisée, est égale au logarithme de l'opacité

$$D = \log_{10} . O = \log_{10} T^{-1} \quad (3)$$

Considérons une émulsion ayant reçu une certaine quantité de lumière pendant un temps déterminé, la grandeur à considérer est l'éclairement E, en fonction de celui-ci la densité optique présentée par l'émulsion variera.

L'étude de la réponse à la lumière d'une émulsion photographique est la sensitométrie, elle est faite à partir de la courbe $D = f.(E)$ caractéristique de l'émulsion considérée.

Cette courbe ($\mathcal{H}$ et $\mathcal{D}$) à l'allure donnée fig.(38)

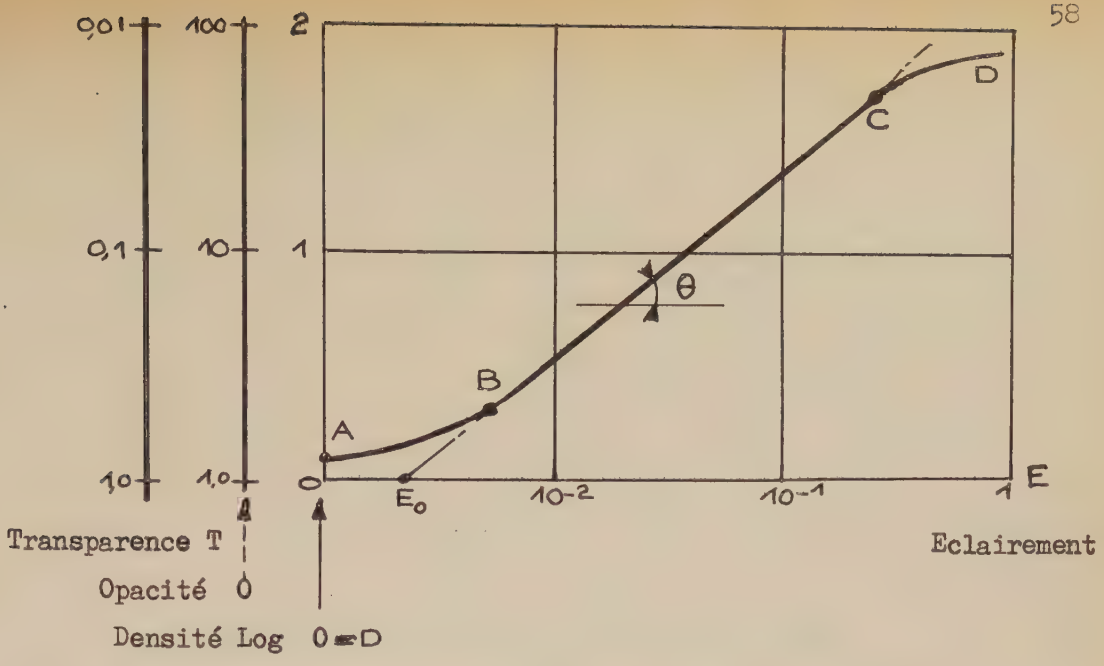


fig.(38) Courbe caractéristique d'une émulsion : $D = f(E)$

La courbe caractéristique d'une émulsion comprend 3 zones principales.

(1) Zone A B : dite de sous-exposition.

(2) Zone B C : sensiblement rectiligne, dite d'exposition normale.

(3) Zone C D : dite de surexposition.

La zone la plus intéressante de cette caractéristique est la zone B C, elle permet de définir les propriétés fondamentales de l'émulsion.

Son équation peut s'écrire :

$$D = \gamma \log E + a \qquad (4)$$

en posant $\gamma = \operatorname{tg} \theta$ et $a = \log E_0$

La pente γ de la partie rectiligne de la caractéristique est appelée contraste au gamma de l'émulsion.

L'abscisse à l'origine E_0, qui correspond à une densité optique nulle est appelée inertie, son inverse $1/E_0$ est la rapidité.

Pour une inertie importante, l'éclairement devra être élevé pour commencer à noircir le film.

Les définitions précédentes ne s'appliquent que pour une longueur d'onde déterminée. Dans le cas général, la lumière qui vient impressionner la couche sensible d'une pellicule est composée de raies spectrales nombreuses. Il est nécessaire de tenir compte de la sensibilité spectrale de l'émulsion. La figure (39) donne un exemple de courbes caractéristiques.

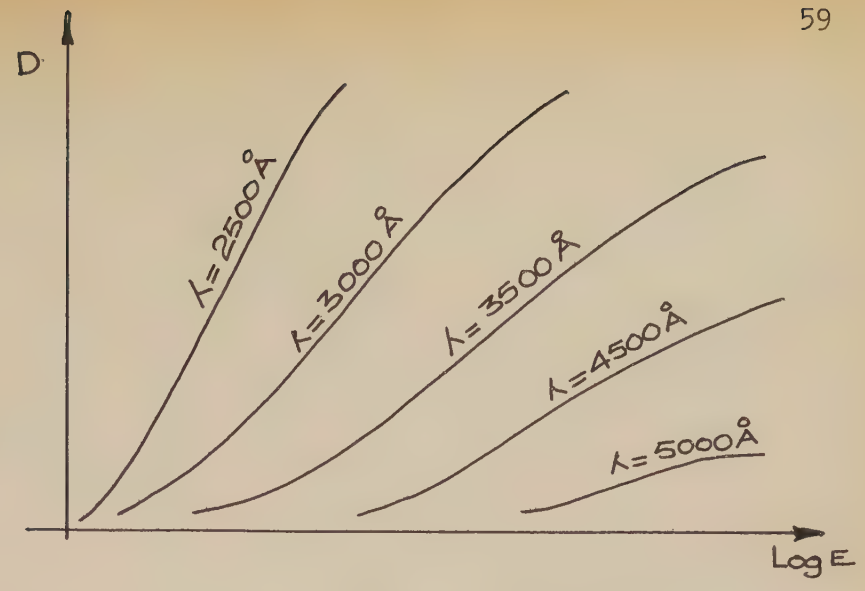


fig.(39) Sensibilité spectrale d'une émulsion

Comme on peut le remarquer à chaque longueur d'onde correspond un gamma et une énertie donnée. Il est alors possible de tracer une courbe Log D = $f(\lambda)$ dans des conditions déterminées que nous préciserons sur un exemple pratique.

Le développement a pour but de réduire en argent les grains de bromure d'argent exposés à la lumière, sans avoir d'action sur les autres grains de l'émulsion.

Le développement se déroule en plusieurs étapes : le film exposé passe dans un bain de révélateur, il est ensuite fixé, lavé et séché.

Chacune de ces opérations doit être effectuée avec le plus grand soin, car elle modifie le résultat final.

Au laboratoire le film utilisé pour les mesures spectrographiques est du "spectrum analysis N° 3" de chez KODAK. La courbe caractéristique de ce film est donnée fig.(40). Sur cette courbe, on notera l'influence du développement, le révélateur utilisé est du "KODAK developer D.19". Le temps d'exposition est de 1 seconde, la source lumineuse étant une lampe à filament de tungstène.

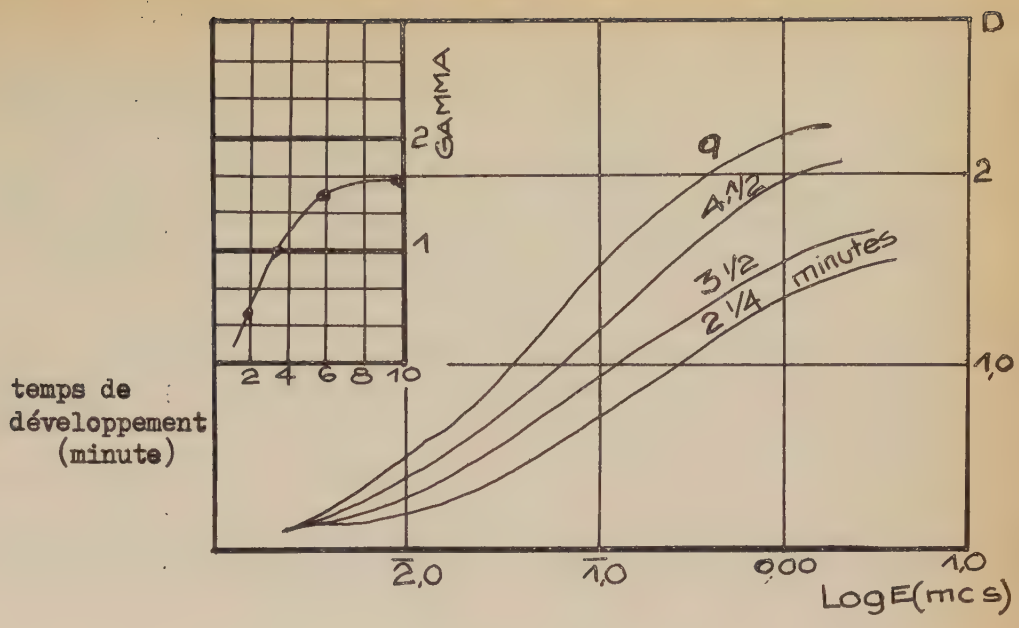


fig.(40) Courbes caractéristiques du Spectrum analysis N° 3 KODAK.

La figure (41) rend compte de la sensibilité spectrale du même film.

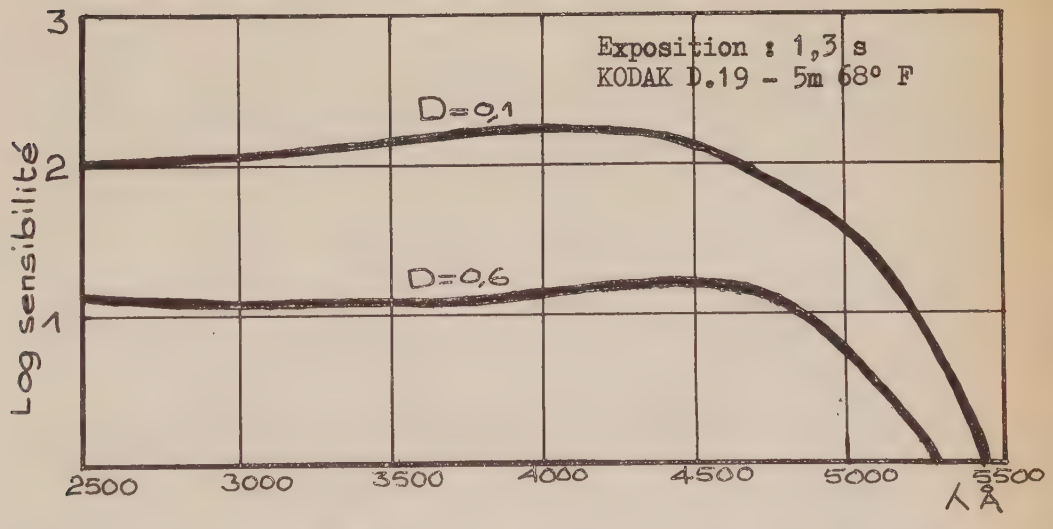


fig.(41) Sensibilité spectralé du Spectrum analysis N° 3 KODAK

La sensibilité est définie comme étant l'exposition requise en ergs/cm^2 pour produire une densité (D) au-dessus de la zone de sous-exposition. Le film étant utilisé dans les conditions préconisées.

CD.JB

1,2. Méthode utilisée au Laboratoire de Contrôle

Désirant doser un élément A, dans un échantillon dont B est le constituant principal, la méthode utilisée est très voisine de celle exposée dans la première partie de cette étude. Nous choisissons deux raies voisines λ_A et λ_B dans le spectre émis par A et B dans les mêmes conditions d'excitation.

Sur le même film, l'on enregistre successivement les spectres émis par des échantillons dans lesquels l'élément A, a des concentrations différentes.

On a la possibilité d'enregistrer ainsi 12 clichés.

Il a été montré que la concentration C_A de l'élément A est liée à l'intensité lumineuse émise IA par la relation.

$$\log C_A = \frac{1}{m_A} \log \frac{I_A}{I_B} + C^{te} \quad (5)$$

Connaissant les concentrations C_{A_1}, CA_2, CA_3....CA_n par voie chimique avec une bonne précision, pour chaque échantillon on mesure le rapport $\frac{I_A}{I_B}$ en procédant comme suit :

Le film, dans sa partie non exposée de l'émulsion laisse passer un flux lumineux qui donne au densitomètre une indication. D_o la raie à densitométrer donne une indication D_A. On obtient par mesure :

$$d_A = \log \frac{D_o}{D_A} \quad \text{et} \quad d_B = \log \frac{D_o}{D_B}$$

d'où : $$dA - dB = \log \frac{D_B}{D_A}$$

De l'équation (5), nous déduisons :

$$dA - dB = \gamma \log \frac{I_A}{I_B}$$

D'autre part : $I_A = k'_A \; C_A^{\,m_A}$ et $I_B = k'_B \; C_B^{\,m_B}$, par conséquent:

$$\log. \frac{D_B}{D_A} =$$

$$\gamma \frac{\log k'_A \; C_A^{\,m_A}}{\log k'_B \; c_B^{\,m_B}}$$

$$= m_A \gamma. \quad . \log. C_A . + C^{te}$$

En considérant la concentration de B comme unitaire, l'équation de la courbe d'étalonnage est :

$$\log C_A = \frac{1}{\gamma m_A} \cdot \log \frac{D_B}{D_A} + C^{te} \quad (6)$$

Par conséquent une mesure de concentration peut se ramener à la mesure d'une densité optique.

Le graphe de l'équation (6) est une droite si l'on prend les précautions suivantes :

- le temps d'exposition est choisi de telle façon, que la mesure se fasse dans la zone de l'émulsion où le γ est constant,
- les raies spectrales choisies sont assez proches pour que la sensibilité spectrale du film soit constante,
- les conditions d'excitation sont identiques, afin que le coefficient m_A soit constant.

Le fait d'enregistrer 12 spectres sur le même film élimine les défauts de reproductibilité dûs aux conditions de développement (γ et inertie variables).

Cette méthode est donc très sûre, à condition que la mesure de la densité optique présente certaines qualités que nous allons à présent examiner.

L'émulsion photographique est frappée par un faisceau lumineux / mesurer une densité optique, c'est mesurer le rapport entre le faisceau incident et le faisceau émergent. Comme il s'agit ici de mesure de densité relative, il est indispensable que l'énergie émise par la source lumineuse reste constante pendant la durée des mesures.

Le flux lumineux qui traverse le film, passe à travers un système optique, il est recueilli sur une cellule de mesure, c'est le récepteur. Il est également important que l'indication donnée par le récepteur soit fidèle.

Le faisceau lumineux incident suit 4 voies différentes :

- une partie est absorbée,
- une partie est diffusée dans l'émulsion et ressort du côté de la source,
- une partie est diffusée et ressort du côté du récepteur,
- une partie est transmise dans le prolongement du faisceau incident.

Il y a donc possibilité de mesurer le flux transmis directement dans le prolongement du faisceau incident ou de mesurer le flux transmis plus le flux diffusé émergent.

Dans le premier cas, ont dit que l'on mesure une densité spéculaire ; dans le second, une densité diffuse.

Des normes fixent les conditions géométriques de mesure.

La densité est diffuse si l'angle de mesure est de 180°.

La densité est spéculaire si l'angle de mesure est de 7°.

Il est préférable de mesurer la densité spéculaire, car dans la mesure d'une densité diffuse, il se superpose la lumière diffusée par les autres parties éclairées du film, et par conséquent, le récepteur donne une indication qui, pour une raie déterminée, est fonction des raies avoisinantes.

Le flux diffusé pouvant atteindre parfois 4 % du flux utile.

Désirant utiliser un densitomètre existant pour analyser quantitativement les spectrogrammes obtenus sur le spectromètre, notre attention s'est portée tout particulièrement sur la source et le récepteur.

Nous discuterons successivement les caractéristiques de ces 2 parties du densitomètre.

(Le principe du densitomètre utilisé est donné en annexe.)

1,3. Discussion des caractéristiques de la source

Dans une lampe à incandescence, l'énergie électrique est convertie en énergie lumineuse par le chauffage d'un filament. Plus la température du filament est élevée, plus le rendement de la conversion est grand ; mais d'autant plus grande est la vitesse d'évaporation de la matière constituant le filament.

Les premières lampes à incandescence, à filament de carbone (Edison 1879) avaient une efficacité de 3 lumens par watt. Passant au filament de tantale et osmium, on arriva à obtenir une efficacité de 9 lumens par watt (Vernst 1910) pour un filament en tungstène tréfilé. Cette augmentation du rendement était due au fait que la température du filament pouvait être portée aux environs de 2100 à 2400 °K et que le rayonnement émis par le tungstène se situe plus dans des longueurs d'ondes visibles.

En 1913, LANGMUIR cherchant à diminuer la vitesse d'évaporation réalisa un pas important en remplissant l'ampoule de gaz inerte (argon-azote). La température pût ainsi être portée à 2800° K sans altérer la durée de vie, cependant le rendement n'était pas très élevé car le gaz de remplissage entraînait une perte d'énergie

par suite de cession de chaleur du gaz. LANGMUIR réduisit ces "pertes au gaz" en boudinant le filament, l'efficacité lumineuse fût portée à 11 lumens par watt.

Jusqu'en 1959, les progrès apportés à la lampe à incandescence portèrent essentiellement sur l'efficacité lumineuse. L'emploi comme gaz de remplissage, du xénon et du krypton limité aux lampes spéciales porta l'efficacité lumineuse aux environs de 15 lumens par watt.

Un défaut essentiel subsistait : le filament s'évaporait, et, se déposant sur les parois de l'ampoule, diminuait le rendement de la lampe. La stabilité de l'énergie lumineuse émise était sérieusement compromise. Pour une tension d'alimentation du filament constante, l'énergie lumineuse était très différente, car le filament s'évaporant la résistance ohmique du filament diminue, donc la température augmente et les dépôts sur l'ampoule la noircissent et diminuent le coefficient de transmission.

C'est en 1959 que deux chimistes des laboratoires de la Général Electric : ZUBLER et MOSBY réussirent à réaliser une lampe, à l'intérieur de laquelle, le filament était régénéré par un cycle qui évitait son dépôt sur les parois et limitait son usure. Ceci, grâce aux halogènes.

Exposons brièvement le fonctionnement de telles lampes.

<u>La lampe à iode</u>

Le filament est en tungstène, celui-ci, qui a tendance à se déposer sur la paroi de l'ampoule est transformé en un composé volatil qui vient se décomposer sur le filament ; on obtient ainsi deux résultats essentiels :

- la paroi de l'ampoule reste exempte de noircissement,
- le filament de tungstène ne subit pas de perte de poids.

Par conséquent, si l'énergie fournie à la lampe est constante, l'énergie lumineuse émise par la lampe est elle aussi constante.

Le principe du cycle "régénératif" de l'iode est le suivant :

La formation de composés tungstène-halogène s'effectue suivant la réaction d'équilibre :

$$W + n\,X \rightleftharpoons WX_n \,, \qquad (7)$$

Expression dans laquelle X représente un atome d'halogène et n un petit nombre entier.

En principe, tous les hologènures de tungstène conviennent à l'utilisation dans les lampes à incandescence, et l'on réalise effectivement des lampes à iode, au brome, et au chlore, mais l'iode est particulièrement intéressante.

La position de l'équilibre est déterminée par l'équation :

$$\frac{Pw\ Xn}{Pw\ (Px)^n} = K \quad (8)$$

Expression dans laquelle Pw, Px et Pwx_n représentent les pressions partielles des composants en équilibre et K la constante dite d'équilibre.

La figure (12) représente la variation de Log K en fonction de la température pour différents composants.

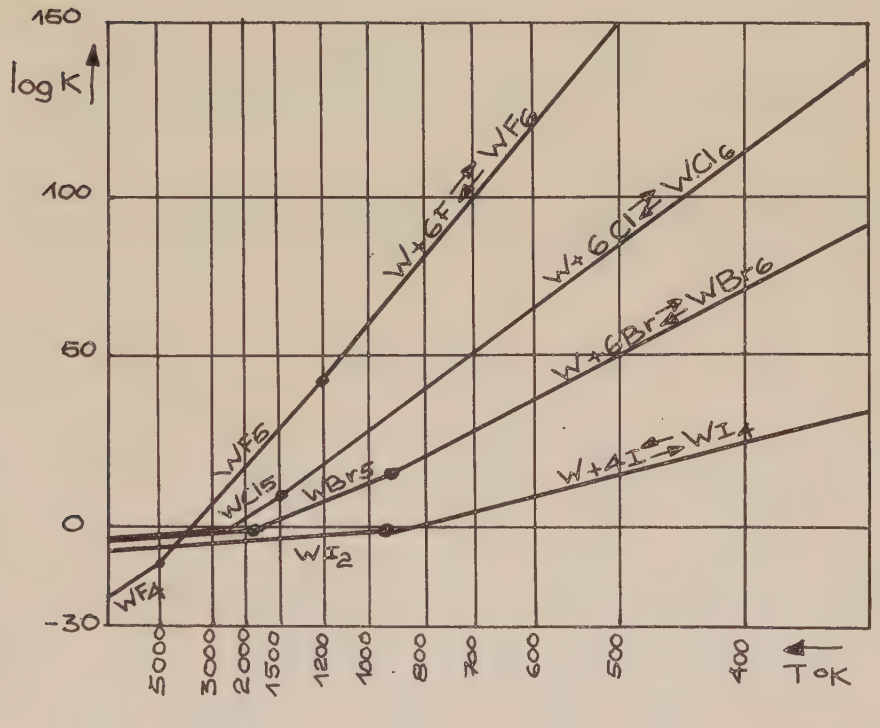


fig.(12) Variation de Log K en fonction de la température.

Pour $K \leqslant 1$, la pression partielle des atomes W et X est plus élevée que celle des molécules WX_n pour les valeurs $K \geqslant 1$, c'est l'inverse.

Pour une température à laquelle le filament de tungstène est porté à incandescence (3000 °K), la plupart des halogènures de tungstène seront dissociés.

La température pour laquelle l'équilibre bascule est,
pour le chlorure environ 2000 °K,
pour le bromure environ 1500 °K, et
pour l'iodure environ 1000 °K.

CD.JB ...

Nous en déduisons que :

- pour les températures usuelles de filament, tous les halogénures sont dissociés,
- pour les températures usuelles de parois de l'ampoule (200 à 600°C), l'équilibre se place du côté de l'halogénure de tungstène.

L'utilisation de l'iode est justifiée par le fait que la température d'équilibre bascule assez bas. Dans une lampe à incandescence, les extrémités du filament sont à 1500°K et de ce fait participent au cycle régénératif.

Il y a lieu de satisfaire à d'autres conditions, pour augmenter la durée de vie d'une lampe à filament, mais un examen approfondi dépasse le cadre de cette étude.

Il nous importe seulement ici de justifier le choix du type de lampe qui constituera la source du densitomètre ; source que nous désirons stable et adaptée à la cellule de mesure.

Mesure du Spectre de la lampe à iode

Nous avons choisi comme source une lampe à iode MAZDA (12 Volts, 62 Watts), dont l'efficacité lumineuse est très élevée, puisqu'elle produit 1700 lumens, sa durée de vie est de l'ordre de 300 heures ; l'ampoule est en WYCOR (quartz synthétique), nous la refroidirons par ventilation forcée. A l'aide d'une source à courant constant, nous alimentons la lampe et nous analysons le spectre de la lumière émise, à l'aide d'un spectrophotomètre OPTICA à réseau (fente d'entrée 20 μ dispersion 19 Å/mm).

Le but de cette manipulation est double : déterminer si le spectre émis est dans la bande passante de la cellule de mesure et déterminer qu'elle est la Loi qui lie l'intensité lumineuse au courant du filament de la lampe à iode.

La figure (43) donne le résultat des mesures :

- le spectre émis est pratiquement celui d'une lampe à filament de tungstène ordinaire, il ne présente pas de raies caractéristiques.

L'intensité lumineuse variant dans de très grandes proportions, nous avons utilisé une échelle logarithmique .

Pour des longueurs d'onde différentes, nous traçons la courbe. Intensité lumineuse relative (I), fonction de l'intensité du courant d'alimentation de la lampe (i) : $I = f(i)$.

Précisons que l'émission à courant faible n'est pas exploitable, pour la simple raison qu'il faut que le filament atteigne la température de basculement qui provoque la réaction d'équilibre. La limite inférieure du courant d'alimentation de la lampe est de 1,5 Ampère environ.

Analyse de la courbe I = f (i) critères de stabilité

Le réseau de courbe $I = f(i)$ (λ étant pris comme paramètre) fait apparaître que l'émission lumineuse d'une lampe est liée par une loi logarithmique, au courant i. Fait remarquable également quand λ varie, on trouve des droites qui sont parallèles.

Les courbes $I = f(i)$ ont pour équation :

$$\log_{10} \frac{I}{I_0} = k\, i \qquad (9)$$

$\frac{I}{I_0}$: est l'intensité lumineuse relative

i : intensité du courant filament en Ampère

et k : est un coefficient caractéristique de la lampe.

CD.JB

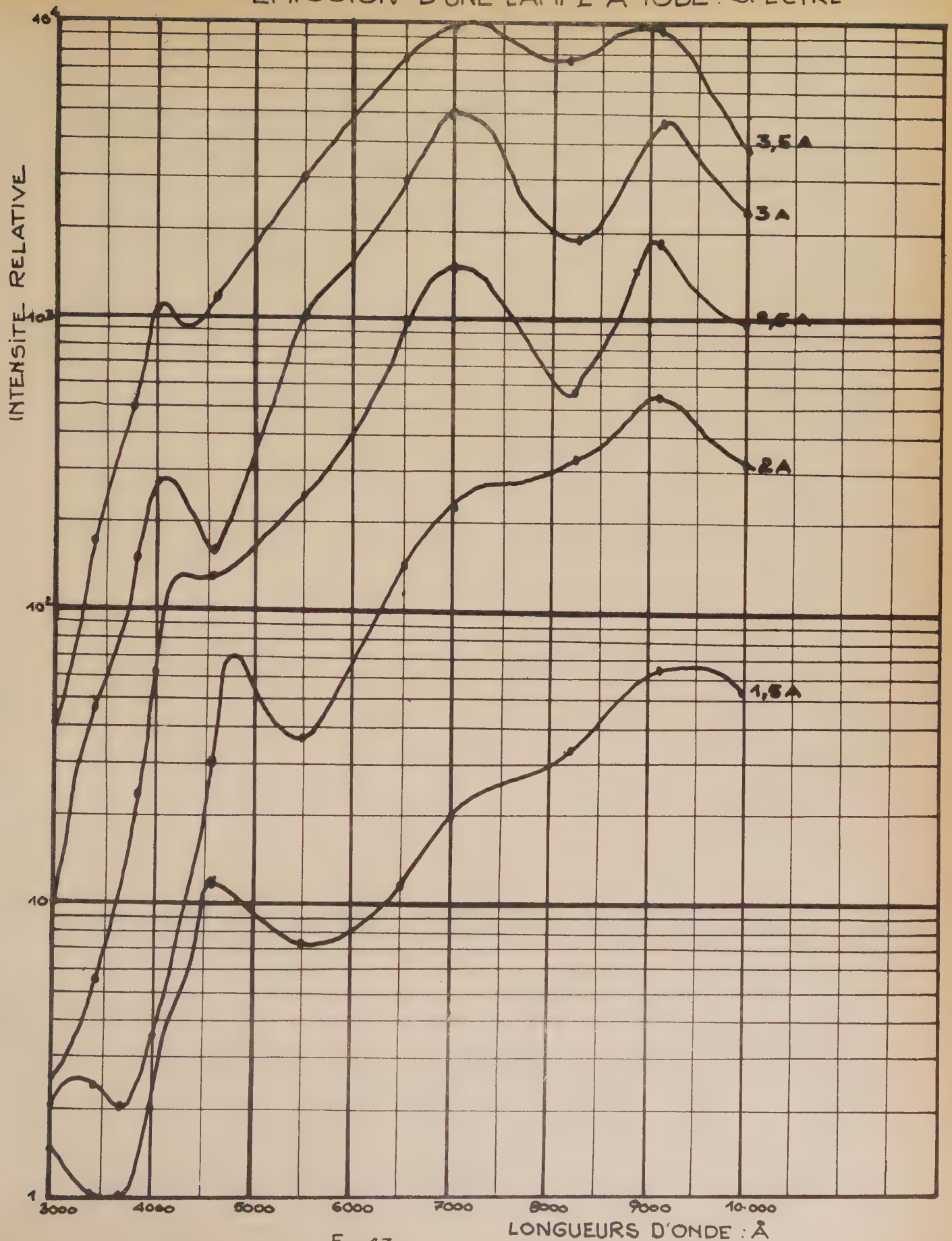

EMISSION D'UNE LAMPE À IODE : SPECTRE
INTENSITE RELATIVE
10⁴
10³
10²
10
1
3,5 A
3 A
2,5 A
2 A
1,5 A
3000
4000
5000
6000
7000
8000
9000
10.000
LONGUEURS D'ONDE : Å

Fig 43

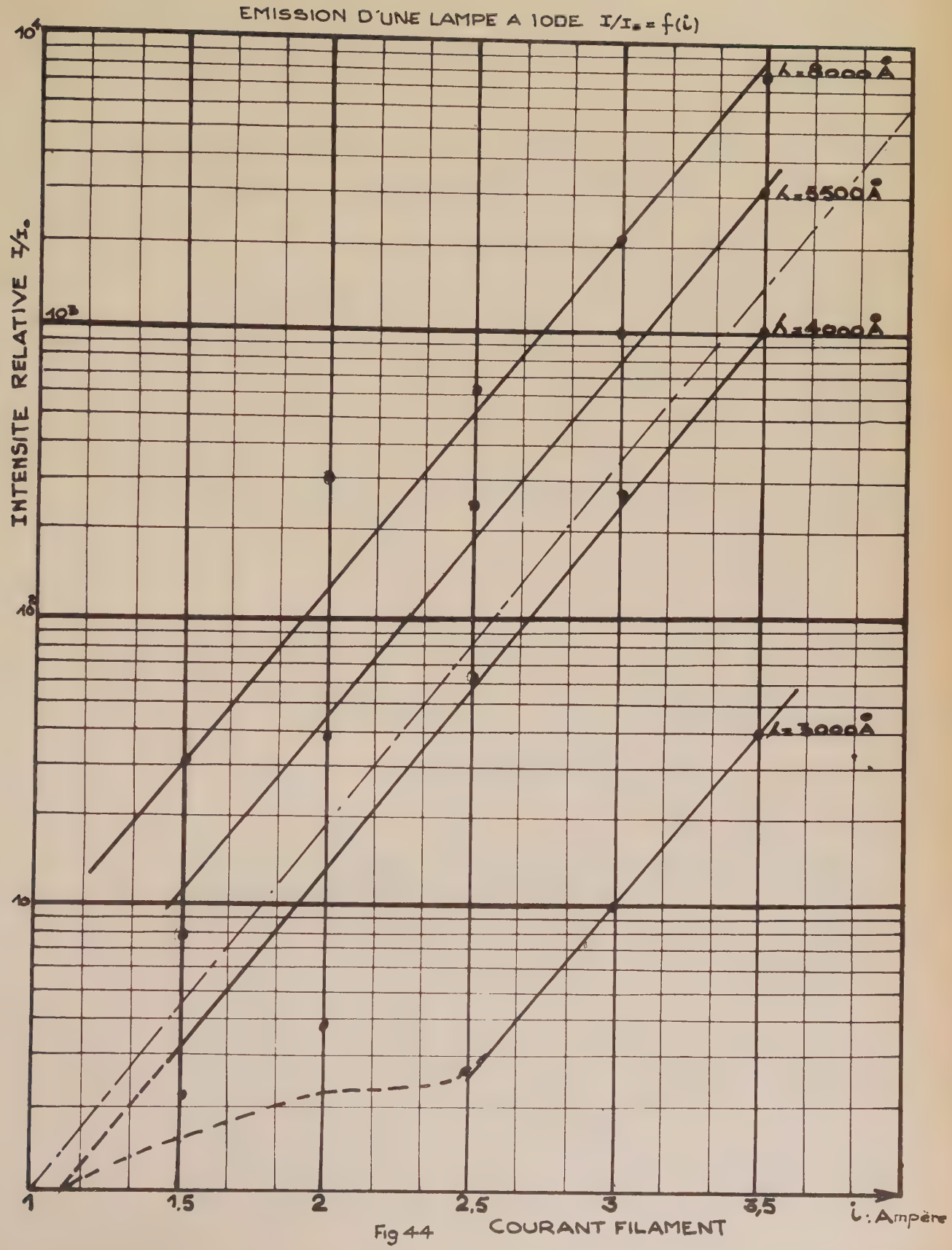

EMISSION D'UNE LAMPE A IODE $I/I_{10} = f(i)$
INTENSITE RELATIVE I/I_{10}
10^4
10^3
10^2
10
$\lambda = 8000$ Å
$\lambda = 5500$ Å
$\lambda = 4000$ Å
$\lambda = 3000$ Å
1
1.5
2
2.5
3
3,5
i : Ampère
COURANT FILAMENT

Fig 44

Transformons cette expression pour la mettre sous la forme exponentielle :

$$\log_{10} \frac{I}{I_0} = .ki \qquad I = I_0 \, e^{\frac{\lambda}{M} k i} \qquad (\log_e 10 = \frac{1}{M} = 2{,}302585)$$

Le coefficient k est déterminé expérimentalement, il a pour valeur d'après la figure (44) : 1,26, donc $\frac{\lambda}{M} . k = 2{,}302 \times 1{,}26 = 2{,}900$

L'équation (9) peut donc s'écrire :

$$I = I_0 \, e^{2{,}9 \, i} \qquad (10) \quad i > 2 \text{ A}$$

Quand λ varie, seul I_0 change de valeur, puisque les droites de la figure (44) sont parallèles.

Nous sommes à présent en mesure de résoudre le problème suivant :

qu'elle est la stabilité nécessaire du courant i : $\frac{\Delta i}{i}$ pour obtenir une stabilité de la source $\frac{\Delta I}{I}$?

On admet généralement qu'une comparaison de deux éclairements peut être réalisée avec une précision $\Delta I/I$ de 0,5 %. Dérivons (10)

$$\frac{dI}{I} = 2{,}9 di \qquad (11)$$

Pour obtenir $\Delta I/I = 0{,}5/100$, il faut que $\Delta i \leqslant 1{,}7 . 10^{-3}$

Si l'on considère un courant nominal de filament de 2,5 Ampères

$$\frac{\Delta i}{i} \leqslant 0{,}68 \; 10^{-3} \qquad (12)$$

<u>Une source lumineuse stable à 0,5 % nécessite une alimentation en courant filament stable à $0{,}68 \; 10^{-3}$.</u>

Durée de vie d'une lampe

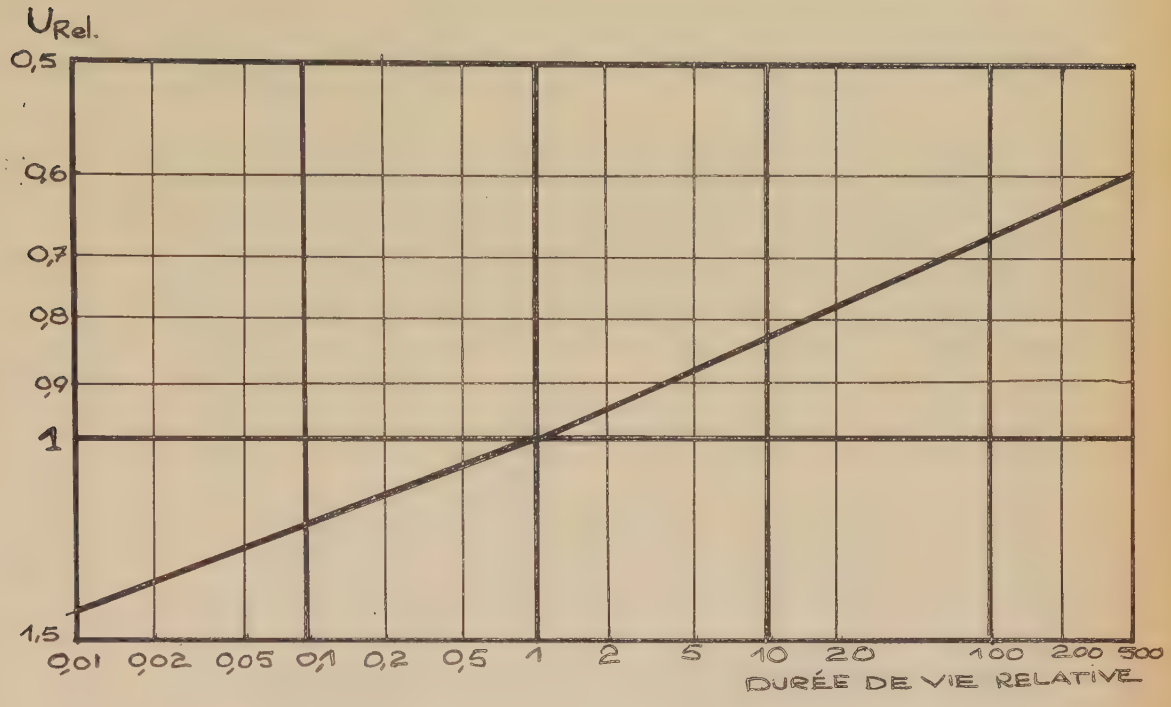


fig.(45) Durée de vie relative d'une lampe à filament

Une abaque publiée par "Electronic Design" donne, en fonction de la tension d'alimentation, la durée probable de vie d'une lampe à filament de tungstène.

Si on alimente une lampe avec une tension trop élevée, la durée de vie est fortement abrégée. Par contre, en sous-alimentant de seulement 10 % la durée de vie est multipliée par 5.

Dans notre utilisation, la lampe sera toujours sous-alimentée et nous pouvons par conséquent espérer une durée de vie très longue.

Avec refroidissement naturel, la lampe étant alimentée en 10 Volts après 500 heures de fonctionnement, les caractéristiques n'ont pas évolué sensiblement.

Notons enfin que le temps de stabilisation est de une minute environ.

1,4. Discussion des caractéristiques de la cellule de mesure

Notre choix s'est porté sur une cellule 150 AV de la Radiotechnique, c'est une cellule de mesure destinée à la photométrie de grande précision.

CD.JB

...

Comparaison entre la répartition spectrale de la source et la réponse spectrale de la cellule

Le spectre que nous avons analysé est très proche de celui émis par une lampe à filament de tungstène ordinairement utilisée pour source en photomètrie.

La caractéristique principale de ce spectre qui retient notre attention est que la lumière émise cadre avec la réponse spectrale de la cellule de mesure. Or, la cellule sur laquelle s'est porté notre choix a une sensibilité spectrale exploitable pour des longueurs d'onde - de 3000 à 6000 Angstr$\ddot{o}$ms et notre lampe à iode émet une lumière dont la composition spectrale s'étend de 3000 à 10 000 Å, par conséquent cette lampe convient à l'emploi que nous lui avons réservé.

La fig.(47) ci-dessous donne la superposition des 2 spectres.

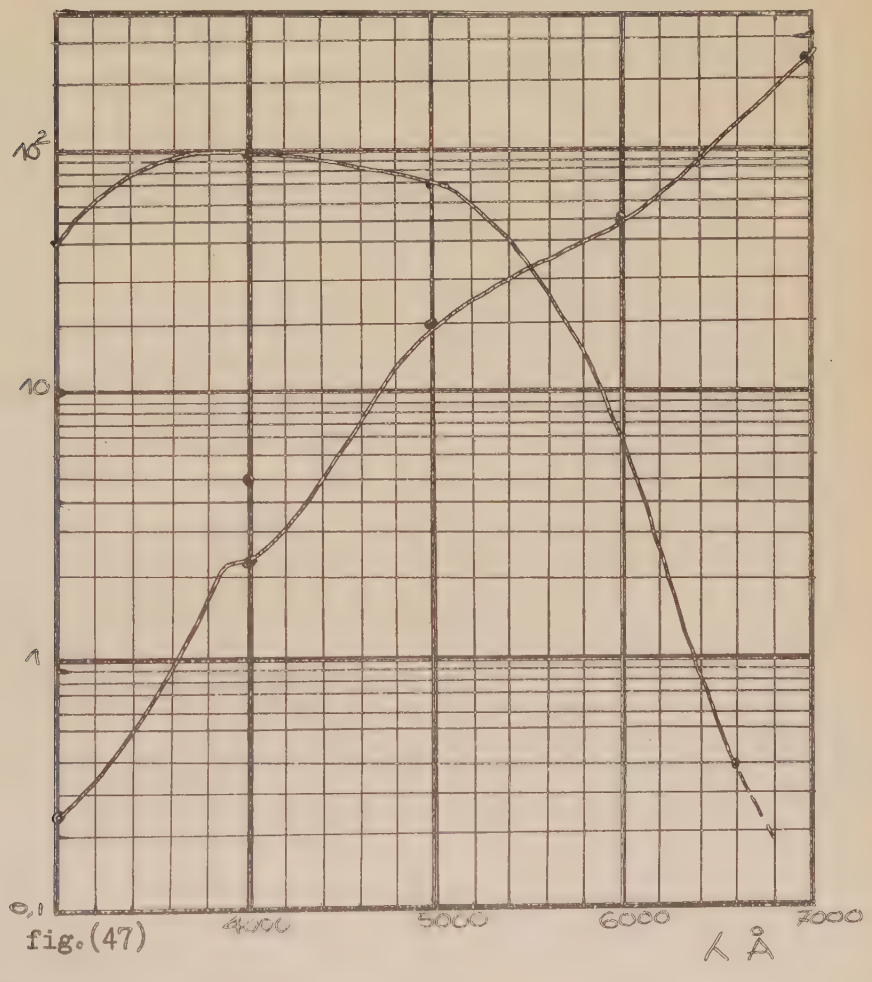


fig.(47)

CD.JB

Ses caractéristiques générales sont les suivantes :

- Photocathode

Semi-transparente, frontale, sensible dans le bleu.
Fenêtre à faces optiquement planes et parallèles.

Composition	Sb_3C
Diamètre utile	$30 \pm 0,2$ mm
Surface utile	7 cm^2
Sensibilité en lumière blanche	moy. : 60 μA/Im
(température de couleur 2850° K)	mini : 35 μA/Im

Caractéristiques nominales

Tension de saturation pour un flux de 0,05 lumen	4 V
Courant d'obscurité	10^{-12} A (max)
Précision de la linéarité de la réponse en fonction du flux	10^{-4}
Capacité anode-cathode	13 pf
Résistance de fuite anode cathode	10^{15} à 10^{16} Ω

Valeurs à ne pas dépasser

Tension anodique	100 V	max.
Courant de photocathode	50 nA/mm^2	max.
Température	60°C	max.
Résistance de charge	10^{12} Ω	max.

Vu la dispersion importante dans les sensibilités d'une cellule à une autre, le constructeur ne donne pas le réseau Ia = f (Va), le flux Φ étant le paramètre, sur notre demande, il a effectué une série de mesures sur 7 cellules différentes. Nous reproduisons celle qui est la plus typique fig.(16). Ce réseau nous permettra plus loin de justifier le choix de la tension d'alimentation cellule, ainsi que de la résistance de charge.

1,5. Nécessité d'une régulation en courant pour le filament de la source

Il a été montré qu'il était essentiel que le flux lumineux émis par la source reste constant au cours des mesures.

La source du densitomètre que nous désirons utiliser est une lampe à filament de tungstène, alimentée par un transformateur qui transmet intégralement les variations relatives de la tension secteur.

En milieu industriel, le réseau est fortement perturbé, les variations peuvent être lentes ou rapides. Ces variations provoquent des fluctuations de l'énergie lumineuse émise par la source du densitomètre. Il n'est par conséquent pas possible de faire des mesures précises dans ces conditions.

Les progrès réalisés sur les émulsions photographiques sont tels, qu'on peut les considérer comme des instruments de mesure.

Les erreurs de mesures imputables à la qualité de l'émulsion sont de l'ordre du pour cent, il serait peu souhaitable que le traitement des spectrogrammes par densitométrie apporte des erreurs d'un ordre supérieur.

La stabilité de l'émission lumineuse, dans le cas particulier de l'utilisation d'une lampe à iode, à filament de tungstène, est une fonction connue du courant qui le traverse ; il a été montré qu'une stabilité de 0,5 % sur l'émission lumineuse nécessitait un courant filament stable à $0{,}63\ 10^{-3}$, tel est l'objectif fixé.

Les caractéristiques souhaitées pour une telle alimentation sont les suivantes :

- Alimentation : 220 V 50 Hz.
- Variation secteur : $\pm$ 10 %.
- Température d'utilisation : 15 à 30°C.

- Puissance : 60 Watts.
- Tension maximum : 12 V.
- Stabilité en courant : $0{,}6\ 10^{-3}$.

CD.JB

1,6. Nécessité d'une stabilisation en tension

Le courant débité par une cellule photométrique est fonction du flux lumineux qui vient frapper la couche sensible.

Le récepteur du densitomètre est à l'origine une cellule à couche d'arrêt, ce type de cellule a une réponse linéaire à 1 % dans les meilleures conditions de mesure, mais elle nécessite un éclairement 1000 fois plus élevé que celui que peut détecter une cellule à vide.

La cellule que nous avons choisie a un courant d'obscurité de 10^{-12} A, le courant maximum que peut débiter la cellule (en utilisant toute sa surface) est de 35.10^{-6} A. La dynamique de mesure est très élevée : I max/I mini = 35.10^{6}. Le courant de la cellule devra par conséquent être mesuré avec un appareil ayant une dynamique importante et une excellente stabilité. De tels appareils existent, nous avons choisi le pico-ampèremètre Keithley dont le principe de fonctionnement est donné en annexe.

Il est nécessaire que la tension d'alimentation de la cellule soit stable. Examinons la figure (48), elle représente la caractéristique Ia, Va de la cellule de mesure, le flux Φ_n étant le paramètre.

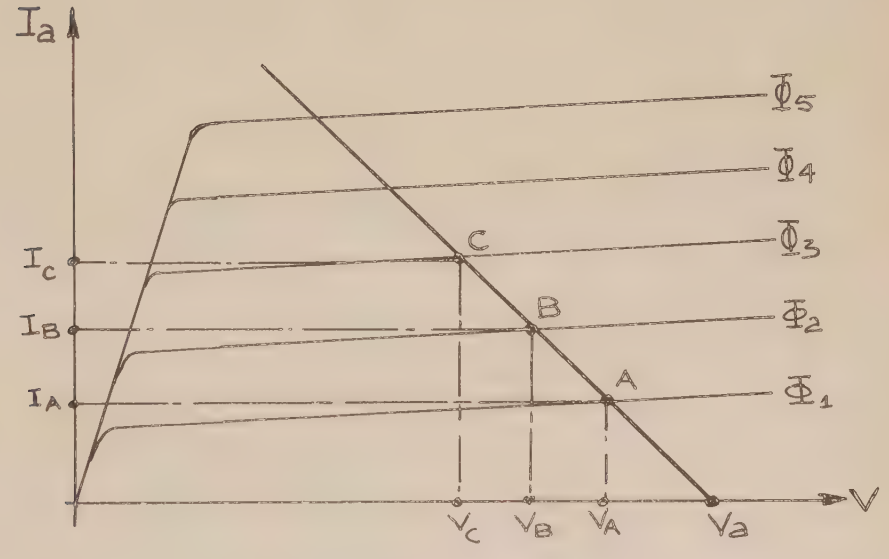


fig.(48)

Soit Va la tension d'alimentation de la cellule, et Ra la résistance de charge.

L'équation de la droite de charge peut s'écrire :

$$I_a = -\frac{Va}{R} + \frac{Va}{R} \qquad (13)$$

Cette droite de charge coupe le réseau (Ia,Va) aux points A,B,C correspondants aux flux $\Phi 1$, $\Phi 2$, $\Phi 3$.

Pour que les courants IA, IB, IC soient proportionnels aux flux $\Phi 1$, $\Phi 2$, $\Phi 3$, il faut que la droite de charge coupe la caractéristique dans sa partie linéaire, cet impératif fixe, pour une tension d'alimentation donnée, une résistance Ra minimum. La précision sur la mesure est alors celle que garantit le constructeur: 10^{-4}, à condition que R et Va restent constants.

La stabilité sur le courant Ia est :

$$\frac{\Delta Ia}{Ia} = \frac{\Delta Va}{Va} + \frac{\Delta Ra}{Ra} \quad (14)$$

La résistance de charge Ra, est nécessairement de forte valeur (courant faible). La stabilité à considérer est la stabilité à court terme, et la stabilité en fonction de la température. La première est très élevée, quant à la seconde elle est, pour une résistance à couche de forte valeur ($5,10^{6}\ \Omega$) de $10^{-4}\ \frac{\Delta R}{R}/°C$.

Si la source lumineuse est stable à 10^{-3}, il est raisonnable d'exiger sur la mesure du flux lumineux, une stabilité du même ordre de grandeur. Ceci impose à l'alimentation de la cellule :

$$\frac{\Delta Va}{Va} \leqslant 10^{-3} \quad (15)$$

Les considérations précédentes permettent de définir les caractéristiques souhaitées pour l'alimentation de la cellule de mesure.

- Alimentation : 220 V 50 Hz
- Variation secteur : ± 10 %
- Variation de température : ± 5° C

- Tension de sortie : 40 V
- Courant de sortie : 0,1 A
- Stabilité $\Delta Va/Va$: 10^{-3}

CD.JB

2. Alimentation en courant stabilisé du filament d'une lampe à iode

Un générateur à courant constant se représente schématiquement par une source Ue de résistance interne Ri débitant sur une charge Rc.

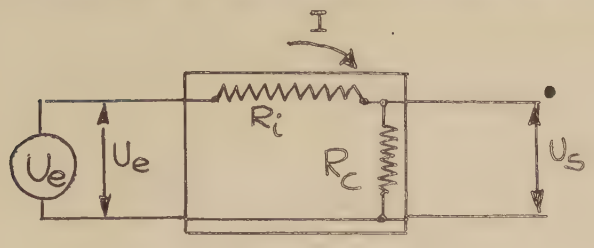


fig.(49)

Le courant I débité par la source a d'après la loi d'Ohm pour expression :

$$I = \frac{Ue}{Ri + Rc} \qquad (16)$$

$$\text{si } R_i \gg R_c \Rightarrow I \simeq \frac{Ue}{R_i}$$

Ainsi pour obtenir une source à courant constant, il faut que celle-ci présente une résistance interne très élevée par rapport à celle de la charge Rc.

Dans le cas présent, la source à réaliser a pour caractéristique de sortie (12 Volts - 5 A) donc Rc = 2,4 Ω. Quelle doit être la tension Ue et la résistance Ri pour obtenir 0,5/100 de $\frac{\Delta I}{I}$?

$$U_S = I\ Rc$$

$$= \frac{Ue}{Ri + Rc} \cdot Rc$$

$$\frac{US}{Ue} = \frac{Rc}{Ri + Rc}$$

comme de toute façon :

$$Ri \gg Rc \quad \frac{US}{Ue} \simeq \frac{Rc}{Ri} \qquad (17)$$

Pour obtenir 0,5/100 de stabilité, il faudra que :

$$\frac{US}{Ue} = \frac{Rc}{Ri} = \frac{0,5}{100}$$

Par suite : Ue = 2400 Volts
Ri = 480 Ω

CD.JB

Il ne faut pas oublier de considérer que I = 5A, donc que la puissance nécessaire est P = Ve.I = 2400 x 5 = 12 000 W, pour utiliser 60 W. Il apparaît immédiatement que le rendement est déplorable et qu'il nous faudra trouver une solution moins élémentaire pour alimenter le filament de la lampe à iode.

Avant d'aborder l'étude de l'alimentation que nous désirons construire, nous établirons l'équation du régulateur de courant.

2,1. Equation du régulateur

Un régulateur de courant peut être considéré comme un quadripôle figure (50)

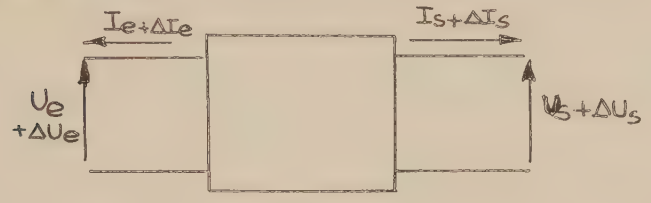


fig.(50)

La grandeur de sortie est le courant I_s, il est fonction :

- de la tension d'entrée Ue qui en général reproduit les variations de la tension secteur.
- dela tension de sortie U_S, car à courant constant si la résistance de charge Rc varie $U_S = Rc\ I_S$ varie
- de la température $\ominus$ qui modifie les références de stabilisation.

Nous pouvons écrire que :

$$I_S = f\ (Ue, U_S, \ominus) \quad (18)$$

Dérivons (18) :

$$\delta I_S = \frac{\delta I_S}{\delta Ue} dU_e + \frac{\delta I_S}{\delta U_S} dU_S + \frac{\delta I_S}{\delta \ominus} d\ominus \quad (19)$$

pour de faibles variations autour d'un point :

$$\Delta I_S = \frac{\delta I_S}{\delta Ue} \Delta Ue + \frac{\delta I_S}{\delta U_S} \Delta U_S + \frac{\delta I_S}{\delta \ominus} \Delta\ominus \quad (20)$$

C'est l'équation générale du régulateur de courant dont nous définirons :

$$\frac{\delta I_S}{\delta U_e} = S \left\{ \begin{matrix} U_S = C^{te} \\ \theta = C^{te} \end{matrix} \right\}$$

S : facteur de stabilisation

$$\frac{\delta I_S}{\delta U_S} = G \left\{ \begin{matrix} U_e = C^{te} \\ \theta = C^{te} \end{matrix} \right\}$$

G : conductance ou l'inverse de la résistance interne $G = 1/\rho_i$

$$\frac{\delta I_S}{\delta \theta} = K \left\{ \begin{matrix} U_e = C^{te} \\ U_S = C^{te} \end{matrix} \right\}$$

K : coefficient en température de l'alimentation

L'équation (20) peut donc s'écrire sous la forme :

$$\triangle I_S = S \cdot \triangle U_e + G \cdot \triangle U_S + K \cdot \triangle \theta \qquad (21)$$

Il faudra pour que l'alimentation soit de bonne qualité rendre les valeurs S, G, et K minimales pour que $\triangle I_S \rightarrow 0$

2,2. Schéma fonctionnel

Dans une régulation en tension, on compare la tension de sortie à une tension dite de référence. C'est un principe très utilisé.

Dans une alimentation régulée en courant, nous pouvons comparer la tension que provoque le courant de sortie, dans une résistance calibrée à une référence de tension.

Le schéma fonctionnel d'un tel montage est donné fig.(51)

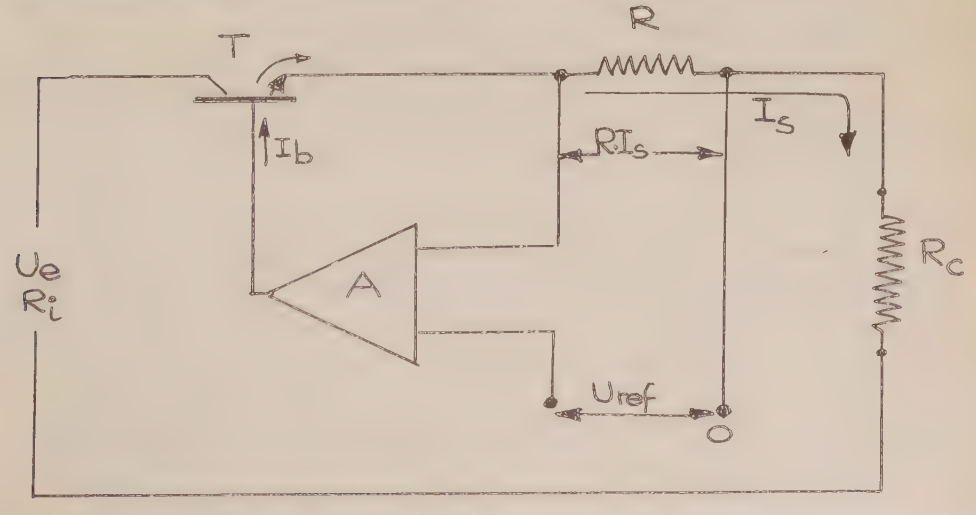


fig.(52) Schéma fonctionnel d'une alimentation à courant constant.

CD.JB

...

Précisons les constituants de ce schéma :

Ue, Ri : Alimentation primaire.

T : Transistor ballast de puissance.

A : Amplificateur différentiel à fort gain et à forte impédance d'entrée.

R : Résistance calibrée très stable.

U réf. : Source de référence très stable et variable.

Explicitons-en le fonctionnement élémentaire en donnant le rôle de chaque constituant.

Fonctionnement

Précisons que le courant débité par le transistor T est fonction du courant Ib injecté dans sa base.

Le courant de sortie I_S passant à travers une résistance R calibrée, détermine aux bornes de celle-ci, une chute de tension RI_S proportionnelle à I_S courant de sortie.

Cette tension RI_S, analogue de I_S, est comparée à une tension de référence U réf.

Aux bornes d'entrée de l'amplificateur A, on trouve la différence :

$$\mathcal{E} = RI_S - U \text{ réf.}$$

A une tension $\mathcal{E}$ donnée correspond une tension de sortie de l'amplificateur A qui injecte dans la base du transistor T un courant Ib proportionnel à $\mathcal{E}$. Le transistor T fournit alors un courant I_S, le circuit est alors fermé.

L'amplificateur A est inverseur, c'est-à-dire qu'à une augmentation de $\mathcal{E}$, il fait correspondre une diminution de sa tension de sortie, donc du courant I_S La phase est correcte.

Il importe que l'impédance d'entrée de l'amplificateur soit très élevée, afin de ne pas dériver une partie non négligeable du courant de sortie.

Le gain (rapport de la tension de sortie sur la tension d'entrée) de l'amplificateur A est très grand, si on le considère comme étant infini :

$$\mathcal{E} = RI_S - U \text{ réf.} \to 0$$

par conséquent : $I_S = \frac{U \text{ réf.}}{R}$, si R et U réf. sont constants :

$$I_S = C^{te}.$$

Tel est le fonctionnement de la régulation en courant.

Les constituants ne sont pas parfaits, les résistances changent de valeur en fonction de la température, l'amplificateur a un gain qui n'est pas infini et une résistance d'entrée non nulle. Il convient donc, pour établir l'équation (21) de tenir compte de ces imperfections.

Le schéma sur lequel nous raisonnerons est proche du projet définitif, le choix des constituants sera précisé et justifié.

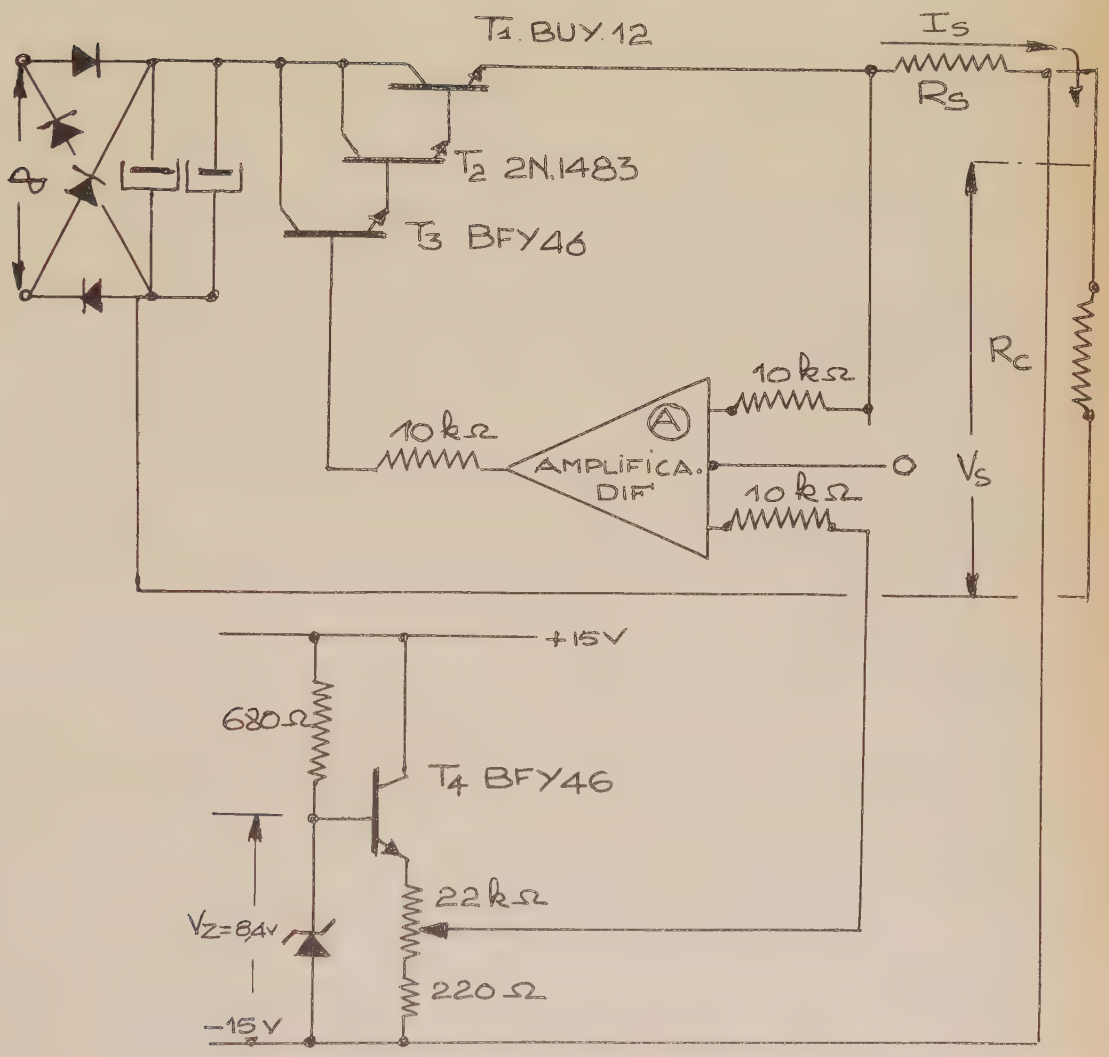
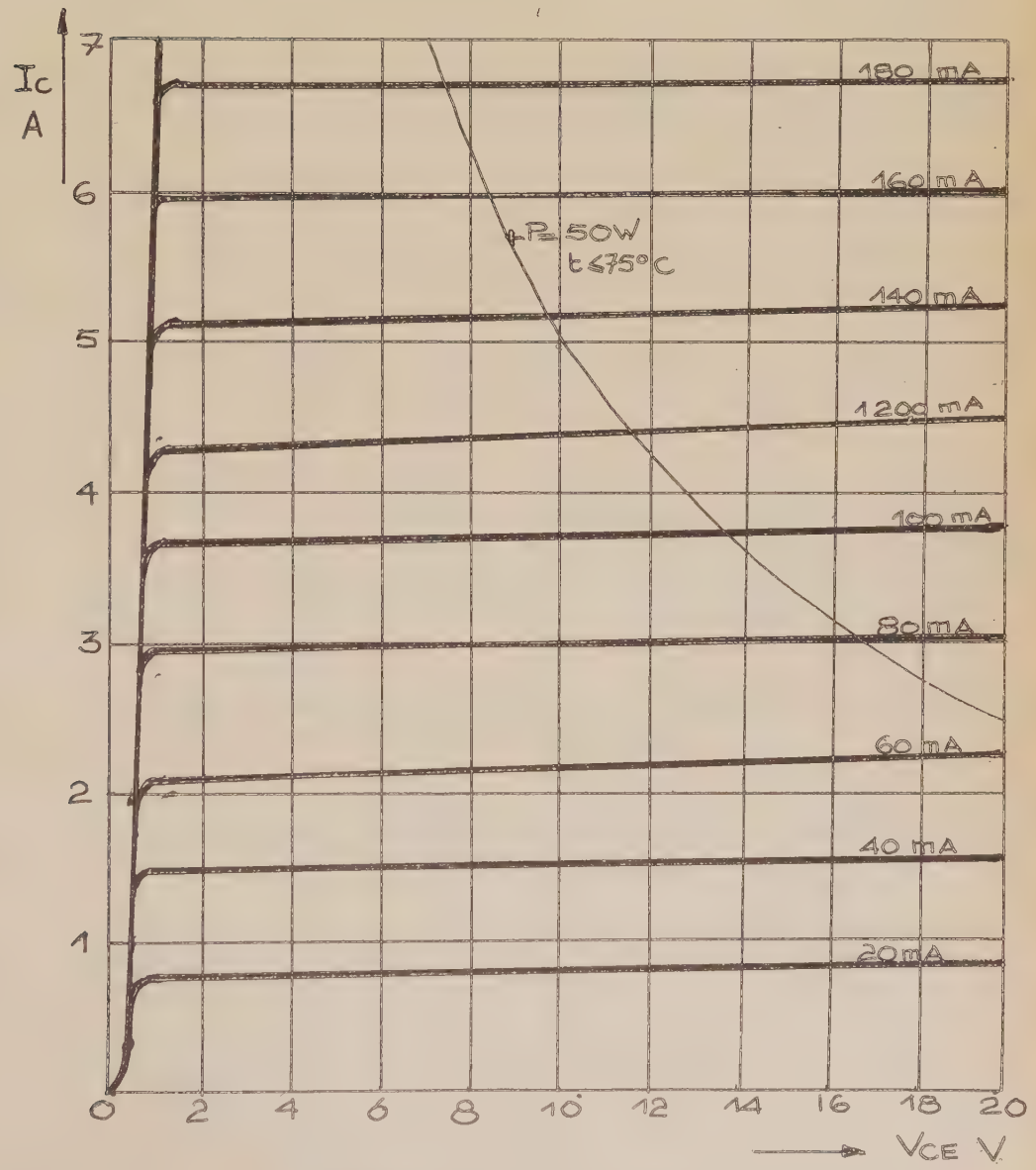


fig.(53). Avant projet du régulateur de courant.

L'amplificateur A est un amplificateur de tension, il ne peut par conséquent directement commander le transistor de puissance B U Y 12, pour cette raison, il est suivi de transistors amplificateurs de courant, suivant le montage "Darlington".

Le courant de sortie débité par l'alimentation est au maximum de 10 ampères, c'est pratiquement le courant d'émetteur du BUY 12, le réseau de caractéristique $I_C = f(V_{ce})$ fig.(54) avec Ib comme paramètre indique que le courant base nécessaire est de l'ordre de 0,2 Ampères.



CD.JB Fig.54 - BUY 12 : Caractéristique $I_c = f(V_{CE})$ (Ib paramètre) ...

L'amplificateur A que nous avons choisi est du type AD 03, sa capacité de courant de sortie est de 1 m A ; si l'on désire conserver une bonne linéarité, il faut donc entre sa sortie et la base du transistor BUY 12, un gain en courant de $\frac{200}{1}$ = 200, c'est une valeur minimum.

La composite BFY 46 et 2 MI 483 réalise un gain en courant de 100 x 30 = 3000, ce qui est largement suffisant, mais il ne serait pas prudent d'utiliser un seul transistor pour obtenir un gain de 200, car ce type de transistor n'a pas un gain constant dans le temps, il est facilement instable, d'autre part, de tels transistors sont onéreux pour les puissances moyennes.

Le choix d'un transistor de puissance du type BUY 12 s'impose par le principe même de l'alimentation et sa capacité de courant de sortie.

En effet, pour un courant de sortie de 5 Ampères, la tension de sortie sera de 12 Volts. La puissance débitée est alors de 50 VA. Mais pour que le transistor fonctionne, il faut qu'il y ait de la tension à ses bornes, au moins 5 Volts, par conséquent, le transistor absorbe une puissance de 25 Watts.

Le transistor BUY 12 est capable de travailler en dissipant une puissance de 50 Watts, il convient donc à cet emploi.

Nous détaillerons plus loin l'évolution de la puissance absorbée par le transistor BUY 12 (transistor ballast) en fonction de la capacité du courant de sortie.

La réalisation d'une tension de référence "variable" est faite par une diode Zener de précision alimentant la base d'un transistor. L'on retrouve sur l'émetteur de T4 une tension égale à la tension de Zener, en première approximation. La tension émetteur est également la tension aux bornes de la résistance de 22 000 + 220 = 22 220 Ω, le transistor T4 débite un courant constant.

L'étude de la stabilité du montage en température nous conduira à détailler le fonctionnement de cet étage.

Nous trouvons sur le curseur du potentiomètre de 22 000 Ω une fraction de la tension émetteur (Vo). Soit k Vo la tension à l'entrée de l'amplificateur différentiel.

Le choix de la résistance R est conditionné d'une part, par la puissance qu'elle peut dissiper; d'autre part, par sa stabilité en fonction de la température.

Le transformateur d'alimentation, les diodes de redressement et les condensateurs de filtrage constituent la source primaire. Elle doit pouvoir débiter le courant maximum que l'on désire obtenir en sortie, en conservant une tension de sortie compatible avec la puissance que peut dissiper le transistor ballast.

CD.JB ...

Les critères de choix des composants que, brièvement nous venons de décrire,ne peuvent être précisés qu'en fonction des paramètres que l'on désire obtenir. Il faut par conséquent avoir la possibilité de chiffrer l'équation (21).

2,3. Détermination des paramètres théoriques du régulateur de courant

(a) - Résistance interne : ρ_i

Sa connaissance nous conduira à exprimer la conductance $G = 1/\rho_i$.

Pour déterminer ce paramètre, nous travaillerons sur un schéma simplifié fig.(55).

Ve représente l'alimentation primaire constituée par le transformateur, le pont de redressement et les condensateurs chimiques. C'est une source de force électromotrice Ve et de résistance interne ρ .

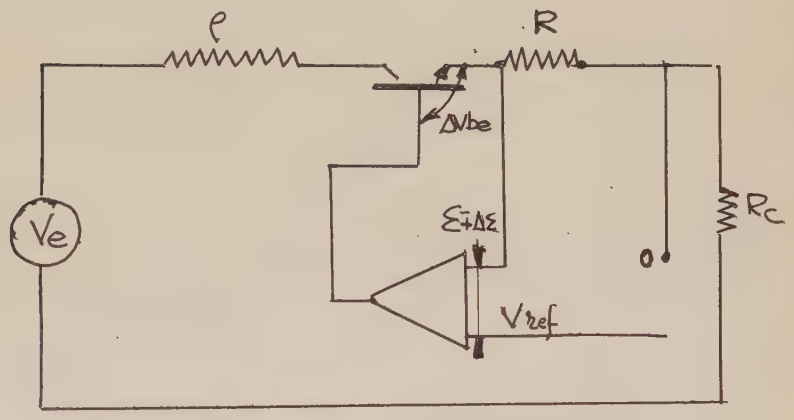


fig.(55) Schéma simplifié du régulateur

Le transistor T, représente le transistor équivalent aux transistors T_1, T_2 et T_3. Les paramètres de T peuvent être déduits de ceux de T_1, T_2 et T_3, comme nous allons le préciser à présent.

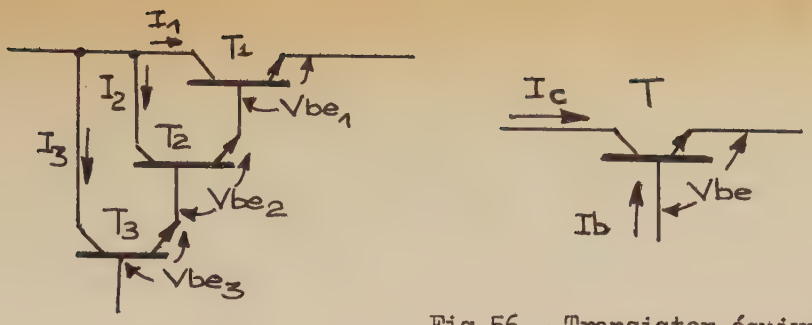


Fig.56 - Transistor équivalent.

Soit S_T la pente équivalente de l'ensemble constitué par les transistors T_1, T_2 et T_3, telle que d'une façon générale :

$$S_n = \frac{\Delta Ic_n}{\Delta Vbe_n}$$

$$S_T = \frac{\Delta I_c}{\Delta Vbe_1 + \Delta Vbe_2 + \Delta Vbe_3}$$

Divisons haut et bas par ΔVbe_1 :

$$S_T = \frac{\Delta I_c \,/\, \Delta Vbe_1}{1 + \frac{\Delta Vbe_2}{\Delta Vbe_1} + \frac{\Delta Vbe_3}{\Delta Vbe_1}}$$

Exprimons les rapports $\Delta Vbe_n \,/\, \Delta Vbe_{(n-1)}$, en considérant que dans un transistor le courant émetteur est peu différent du courant collecteur, à condition que le gain en courant soit supérieur à l'unité.

$$\left\{\begin{matrix} Ie = Ic + Ib \\ Ib = Ic \,/\beta \end{matrix}\right\} \quad Ie = I_c\left[1 + 1/\beta\right]$$

$$\beta \gg 1 \implies Ie \simeq I_c$$

$$\left\{\begin{matrix} \Delta Vbe_1 = \Delta I_1 \,/\, S_1 \\ \Delta Vbe_2 = \Delta I_2 \,/\, S_2 \\ \Delta I_1 = \beta_1 \cdot \Delta I_2 \end{matrix}\right\} \implies \frac{\Delta Vbe_2}{\Delta Vbe_1} = \frac{\Delta I_2 \,/\, S_2}{\Delta I_1 \,/\, S_1}$$

$$\frac{\Delta Vbe_2}{\Delta Vbe_1} = \frac{\Delta I_2 \,/\, S_2}{\beta_1 \,\Delta I_2 \,/\, S_1} = \frac{S_1}{\beta_1 \cdot S_2} \quad ,$$

$$\frac{\Delta Vbe_3}{\Delta Vbe_1} = \frac{\Delta I_3 \,/\, S_3}{\Delta I_1 \,/\, S_1} = \frac{S_1}{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot S_3} \quad ,$$

$$\Delta I_1 = \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot \Delta I_3 \quad ,$$

$$S_T = \frac{\Delta Ic \ / \Delta Vbe_1}{1 + \frac{S_1}{\beta_1 \cdot S_2} + \frac{S_1}{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot S_3}} \quad .$$

Dans le cas général : $\left\{ \begin{array}{l} \beta_1 \cdot S_2 \gg 1 \\ \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot S_3 \gg 1 \end{array} \right\}$,

par conséquent :

$$S_T \simeq \Delta Ic \ / \Delta \ Vbe_1$$

$$S_T \simeq S_1 \qquad (22)$$

Dans un ensemble constitué de transistors séries, la pente équivalente de l'ensemble est pratiquement la pente du dernier.

Exprimons le gain β_T du transistor T équivalent, tel que :

$$\beta_T = \Delta Ic \ / \Delta Ib$$

(a) $\Delta Ic_3 = \beta_3 . \Delta Ib_3$, $\Delta Ib_2 = \Delta Ic_3 + \Delta Ib_3 = \Delta Ib_3 \ (1 + \beta_3)$

(b) $\Delta Ic_2 = \beta_2 . \Delta Ib_2$, $\Delta Ib_1 = \Delta Ic_2 + \Delta Ib_2 = \ Ib_2 \ (1 + \beta_2)$,

les relations (a) et (b) donnent :

$$\Delta Ib_1 = \Delta Ib_3 \ (1 + \beta_3) \ (1 + \beta_2) \quad ,$$

(c) $\Delta Ic_1 = \beta_1 . \Delta Ib_1 \Rightarrow \Delta Ic_1 = \beta_1 . (1 + \beta_2) \ (1 + \beta_3) . \Delta Ib_3$,

dans le cas général : $\beta_1 \gg 1$ et $\beta_3 \gg 1$,

par conséquent : $\Delta Ic_1 \simeq \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot \beta_3 . \Delta Ib_3$,

$$\beta_T = \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot \beta_3 \qquad (23).$$

Le gain en courant d'un ensemble constitué par des transistors séries est égal au produit des gains de chaque transistor.

La résistance interne d'un transistor est variable en fonction du courant débité Ic :

$$r_{ce} = \frac{\Delta Ic}{\Delta Vce} .$$

La figure (57) indique comment ce paramètre varie dans le cas d'un transistor du type BUY 12.

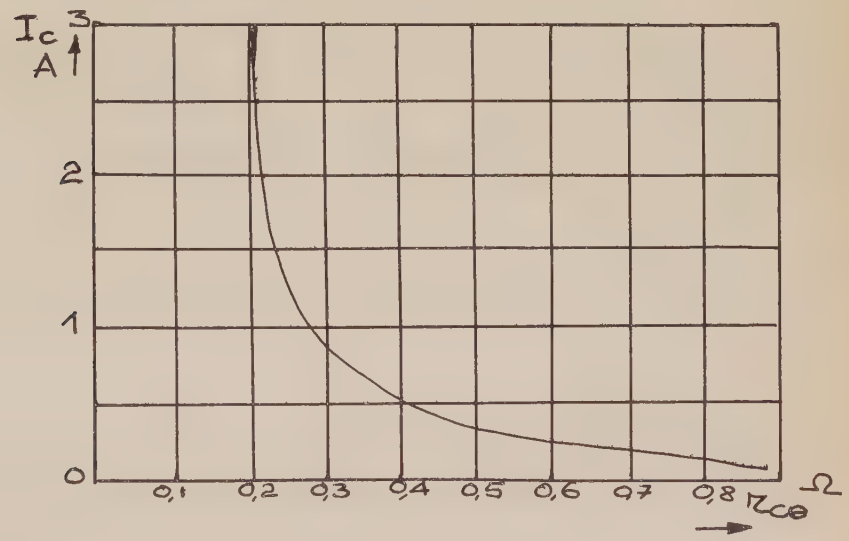


Fig.57 - Résistance collecteur-émetteur du transistor BUY 12.

La résistance r_{ce}, presque nulle pour des courants faibles, tend asymptotiquement vers 0,2 Ω pour des courants supérieurs à 1 Ampère.

CD.CB

La résistance interne ρ de l'alimentation primaire est déterminée expérimentalement : une variation du débit ΔIe provoque une variation de la tension de sortie ΔVe, le rapport $\Delta Ve / \Delta Ie$ est égal à la résistance interne. En fait, il est nécessaire de tracer la caractéristique $Ve = f(Ie)$, car ρ n'est pas constant en fonction du courant débité, on choisit alors pour ρ une valeur qui correspond à un débit nominal de 2 A :

[fig.(60)] $$\rho = \frac{\Delta Ve}{\Delta Ie} = \frac{1,5}{2} = 0,75\ \Omega$$

La résistance interne du régulateur peut à présent être étudiée. Une variation accidentelle ΔI_S du courant de sortie I_S du régulateur, provoque dans la résistance R une variation de tension $\Delta U_R = R.\Delta I_S$. La tension de référence Vréf. étant considérée comme constante, la tension à l'entrée de l'amplificateur varie de $\Delta \mathcal{E} = R.\Delta I_S$.

L'amplificateur ayant un gain A, il transmet une variation $-A.\Delta\mathcal{E} = AR.\Delta I_S$ sur la base du transistor équivalent T dont la pente est S_T.

Le courant de sortie se trouve modifié d'une quantité : $-S_T.AR.\Delta I_S$.

Soit r_{ce} la résistance interne de T et ρ celle de l'alimentation primaire, la tension de sortie varie de ΔV_S.

$$\Delta V_S = \rho.\Delta I_S - r_{ce} S_T A R.\Delta I_S$$

$$= \Delta I_S (\rho - r_c S_T A.R)$$

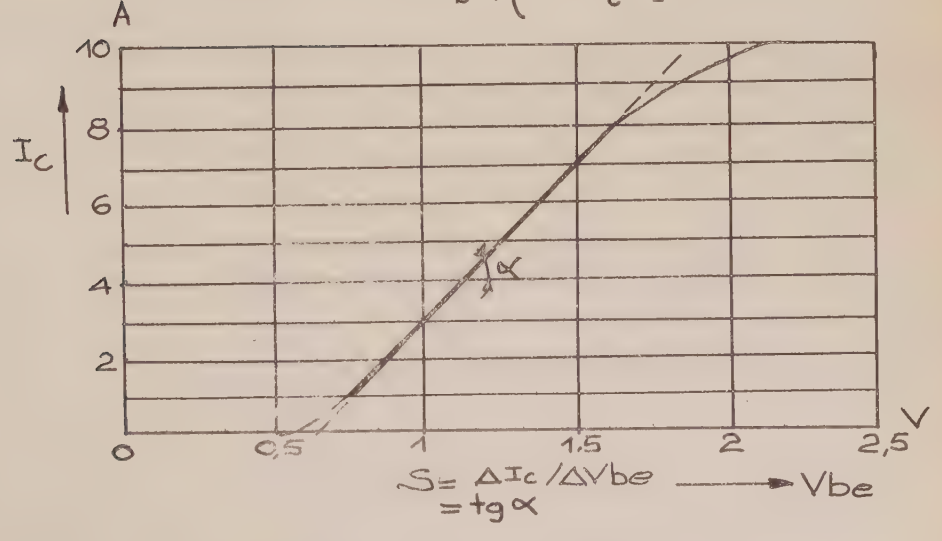


fig.(58) Pente du transistor BUY.12

Par conséquent la résistance interne $\rho_i = \Delta V_S / \Delta I_S$ a pour valeur :

$$\rho_i = \rho - r_{ce} S_T A R \qquad (24)$$

Numériquement pour $I_S = 2$ A, nous avons :

$r_{ce} = 0{,}2\ \Omega$
$\rho = 0{,}75\ \Omega$
$S = 6$ A/V
$R = 0{,}1\ \Omega$
$A = 2.10^5$

ρ apparait comme négligeable devant les autres termes.

$$\rho_i = 0{,}2 \cdot 6 \cdot 2 \cdot 10^5 \cdot 0{,}1 = 24\,000\ \Omega$$

$$\rho_i = 24.10^3\ \Omega \text{ ou } G = 4{,}2\ 10^{-5}\ \mho \qquad (25)$$

Nous constatons que la résistance interne est très élevée.

Nota - Il peut être remarqué que 2 simplifications ont été faites dans le calcul ci-dessus.

La première porte sur le fait que nous avons considéré que l'impédance d'entrée de l'amplificateur était infinie, ce qui suppose qu'il n'y a pas de consommation à l'entrée, en réalité, l'impédance d'entrée est de $10^7\ \Omega$ en mode commun, les résistances série dans l'entrée sont de $10^4\ \Omega$, l'erreur est donc de l'ordre de 10^{-3}.

La seconde est d'avoir considéré que la tension de sortie de l'amplificateur était intégralement transmise à la base du transistor T, ce qui revient à admettre que T a une impédance d'entrée infinie, puisqu'il y a en série avec la sortie de l'amplificateur une résistance de $10^4\ \Omega$.

Evaluons l'impédance d'entrée du transistor T, elle est Z_e égale à $\beta_T (R + R_c) \simeq \beta_T R_c$ car $R_c \gg R$

$$\beta_T = \beta_1 \times \beta_2 \times \beta_3 = 30 \times 40 \times 150 = 18.10^4$$

$$R_c = 6/2 = 3\ \Omega \text{ (pour } I_S = 2 \text{ A)}$$

$$Z_e = \beta_T \cdot R_C = 36.\ 10^4\ \Omega$$

CD.JB ...

L'erreur faite est de $\frac{1}{36}$ = 2,8 %, pour la réduire, il suffit d'ajouter un 4ème transistor BF Y 46, dont le gain en courant est de 150, l'erreur est alors :

$$\frac{10^4}{36\ 10^4 .\ 150} = \frac{1}{5400} = 1{,}8\ \ 10^{-4}$$

(b) - <u>Facteur de stabilisation So</u>

La connaissance de ρ_i permet de faire un schéma équivalent fig.(59)

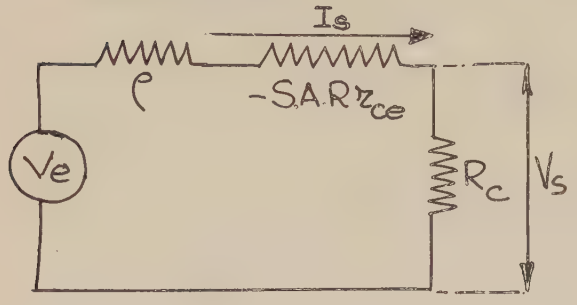


fig.(59) Schéma équivalent de l'alimentation à I = cte

Si l'on considère $\rho_i = S.\ A.\ R.r_{ce}$, R_c et ρ constant, que se passe-t-il si Ve tension de la source primaire varie de Δ Ve autour de la valeur correspondant à un courant I_s donné.

La tension de sortie varie d'une quantité ΔV_S correspondant à la variation ΔI_S que provoque ΔV_e telle que $\Delta V_S = R_c . \Delta I_S$.

Nous avons : $\Delta I_S = \frac{-\Delta Ve}{SARr_{ce} - (\rho + R_c)}$

$$S_0 = \frac{\Delta I_S}{\Delta Ve} = \frac{-1}{SARr_{ce} - R_c - \rho} \qquad (26)$$

Numériquement $SAR.r_{ce} - \rho = \rho_i$, a été calculé plus haut R_C est négligeable devant ρ par conséquent

$$S_0 \simeq \frac{I}{\rho} = 8.10^{-6}$$

$$|S_0| = 8,3\ \ 10^{-6} \qquad (27)$$

(c) - Coefficient de température : K

Cette alimentation est à base de semi-conducteurs, nous ne saurions négliger l'influence de la température qui souvent détermine le rejet ou l'acceptation d'un projet. Il est d'ailleurs normal de penser que le coefficient de température sera prépondérant par rapport à G et à S .

Comme nous avons montré plus haut le coefficient de température est le paramètre qui à une variation de température $\Delta\theta$ lie une variation ΔI_S du courant de sortie I_S. Comme pour l'étude des paramètres précédents, considérons des variations infinitésimales autour des valeurs nominales.

Les éléments sensibles aux variations de température sont : les résistances, les semi-conducteurs et l'amplificateur opérationnel.

Le courant de sortie I_S est directement fonction de la tension de base Vbe puisque $\Delta I_S = S\Delta Vbe$.

Nous avons montré que :

$$V_{be} = SA.(RI_S - k\,V_o)$$

donc :

$$I_S = SAR\,I_S - SA.k.V_o$$

$$I_S\left[1 - SAR\right] = - SA.k.V_o$$

$$I_S = \frac{SA.kV_o}{SAR - 1} \qquad (28)$$

comme : $SAR \gg 1$

$$I_S \simeq k\,\frac{V_o}{R} \qquad (29)$$

Le coefficient k - a pour valeur maximale 1, nous retenons cette valeur afin de déterminer le ΔI_S maximum.

Les coefficients A et S peuvent être considérés comme constants en fonction de la température, d'ailleurs, toute variation de S et de A, est négligeable dans l'expression (28)

Ces considérations nous conduisent à considérer (28) sous la forme simplifiée (29)

$$\frac{\Delta I_S}{I_S} = \frac{\Delta V_o}{V_o} + \frac{\Delta R}{R} \qquad (30)$$

$\Delta R/R$ est donné par le constructeur, notre choix s'est fixé sur des résistances RH.50 (SFERNICE), dont le coefficient de température est de 25. 10^{-6}/°C. Afin de limiter la puissance dissipée, donc l'élévation de température 5 résistances de 0,5 Ω, constituent R = 0,1 Ω.

$\Delta V_o/V_o$ est fonction des variations des tensions de jonction de T_4 et de la diode Zener de référence. Ces deux jonctions sont en série, leur $\Delta V./\Delta\Theta$ est d'un signe différent.

$$\Delta V_{be} = -2.10^{-3} V/°C$$
$$\Delta V_z = +2,2.10^{-3} V/°C$$
$$\Delta V_o = \Delta V_z + \Delta V_{be}$$
$$= 0,2.10^{-3} V/°C$$
$$\Delta V_o/V_o = 22.10^{-6}$$
$$\Delta I_s/I_s = \Delta R/R + \Delta V_o/V_o$$
$$\Delta I_s = I_s[\Delta R/R + \Delta V_o/V_o]$$
$$= 2,5[25.10^{-6} + 22\,10^{-6}]$$
$$K = 117.10^{-6} \quad (31)$$

Les résultats précédents permettent d'exprimer numériquement l'équation du régulateur.

$$\Delta I_s = 8,3.10^{-6}\Delta V_e + 4,11.10^{-5}\Delta V_s + 117.10^{-6}\Delta\Theta \quad (32)$$

<u>Discussion des performances de l'alimentation</u>

Il a été montré au chapitre (1.3), que pour obtenir une émission lumineuse stable à 0,5 %, il fallait que l'alimentation en courant soit telle que IS 0,6810^{-3} A.

Si on admet pour Ve et V_S des variations de 10 %, et pour Θ un $\Delta\Theta$ de 2,5 °C. l'équation (32) permet d'exprimer le ΔI_S correspondant.

$$V_e = 13V, \quad V_S = 4,5V$$
$$\Delta V_e = 1,3V, \quad \Delta V_S = 0,45V, \quad \Delta\Theta = 2,5°$$
$$\Delta I_S = 10,7.10^{-6} + 18,9.10^{-6} + 292,5.10^{-6}$$
$$\Sigma.\Delta I_S = 322\ 10^{-6} A.$$

...

Comme $0,3\ 10^{-3} \leqslant 1,7\ 10^{-3}$, nous pouvons à l'aide de l'alimentation étudiée, éliminer l'influence du courant dans le filament de la lampe à iode sur l'émission lumineuse.

Nous étudions dans les chapitres suivants, les conditions pratiques de réalisation d'une telle alimentation.

2,4. Conditions pratiques de réalisation

(a) - Tension limite

Dire d'une alimentation qu'elle est à courant constant, suppose que l'on peut obtenir d'elle une tension de sortie qui doit être définie. Si on charge l'alimentation par une résistance de 1 kΩ ou par une résistance de 10 Ω, pour un courant constant de 1 A, il faudra 1000 V dans le premier cas et 10 Volts dans le second.

Réalisant ici une alimentation destinée à une lampe à iode, il est nécessaire de connaître la loi de variation de la résistance du filament en fonction de la température, donc du courant qui le traverse.

Nous traçons [courbe I, fig.(60)] la caractéristique (U,I) de la lampe à iode.

Nous portons également sur le même graphique la tension de la source primaire qui est une tension continue avec un certain taux d'ondulation qui figure hachurée sur le graphique de la figure (60).

Le tableau ci-dessous donne le relevé des valeurs :

Is A	Vr Vcac	Ve ,V	Us ,V
0	1,6	18	0
1	2	16,5	0,5
2	2,4	15,5	2,7
3	2,6	14,6	6
4	2,8	14,4	10,2
5	3	13,4	> 12

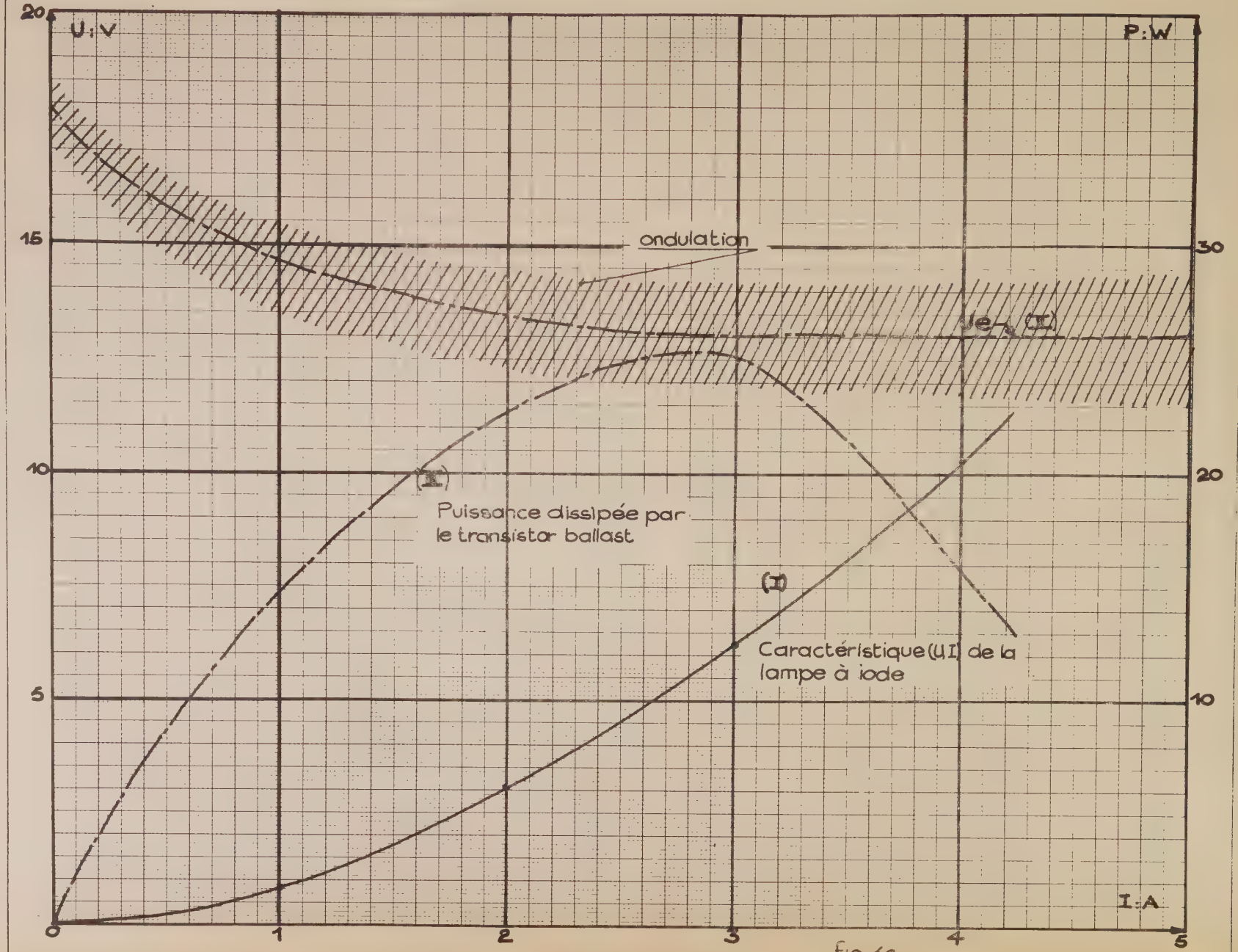

U:V
P:W
I:A
20
15
10
5
0
1
2
3
4
5
30
20
10
ondulation
Je
(II)
(I)
Puissance dissipée par le transistor ballast
(II)
Caractéristique (U,I) de la lampe à iode

Fig 60

Le graphique nous permet de déterminer également la résistance interne de la source primaire $\rho = \frac{\Delta Ue}{\Delta I}$

La tension limite de fonctionnement est de 12 Volts pour les courants forts, et en-dessous de 2 Ampères, elle varie de 12 à 15 Volts.

(b) - Courant limite

Pour réguler un courant I débité dans une résistance Rc, il faut que la tension de sortie soit au moins égale à $R_c \cdot I$. Or la tension de sortie doit être différente de la tension de source Ue, d'une valeur supérieure au V_{CE} que requiert le transistor T1 pour le débit considéré.

Le graphique $I_c = (V_{ce})$ avec Ib comme paramètre fig.(54) montre qu'il faut que $V_{CE} \geqslant 2$ Volts.

Il faut considérer dans ce cas la tension Ue diminuée de l'ondulation résiduelle de filtrage.

La limite du courant régulé est donc fonction de Rc et de la tension de la source.

(c) - Puissance dissipée par le transistor ballast

Si l'on néglige la puissance injectée dans la base, la puissance dissipée dans un transistor est égale au produit V_{CE}, Ic soit donc :

$$P = V_{CE} \cdot I_S = \left[Ue - (\rho + R + R_c)\, I_S \right] I_S \qquad (33)$$

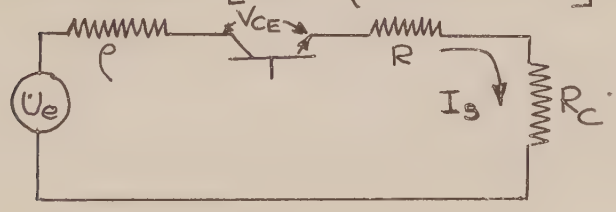


fig.(61)

$$P = \left(- (\rho + R + R_c)\, I_S^2 + Ue\, I_S \right) = f(I_S)$$

La variation de P en fonction de I_S est une parabole, la figure (62) donne l'allure de la variation, le maximum est obtenu pour $f'(I_S) = 0 \Rightarrow I_S = \frac{Ue}{(\rho + R + R_C)2}$

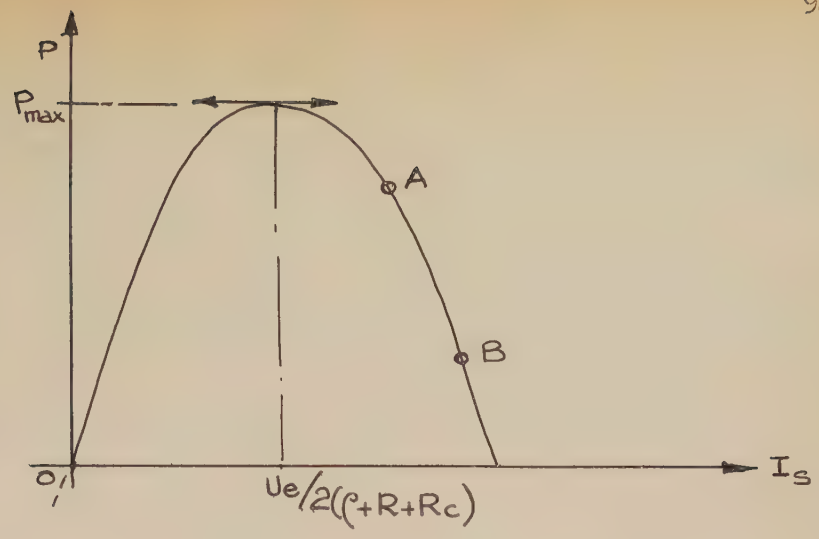


fig.(62) Variation de la puissance absorbée par le transistor ballast, en fonction du courant de sortie.

Nous travaillerons de préférence dans la partie (A, B) de la courbe.

Pratiquement traçons la courbe $P = f(IS)$ pour l'alimentation étudiée. Nous retrouverons une forme proche de la parabole, mais légèrement différente du fait des non-linéarité de Ue et de Rc.

La puissance autorisée par le constructeur est de 50 Watts, utilisant le BUY 12 à une puissance maximum de 25 Watts comme l'indique la courbe III fig.(60), nous ne dépassons pas la limite permise.

La puissance de crête est légèrement supérieure à la puissance moyenne, mais la marge de sécurité est encore suffisante.

(d) - Température de jonction du transistor ballast

La résistance thermique collecteur boîtier est R_{TH} case $\leq 1,5$ °C/W. La température ambiante, compte tenu du fait que l'ensemble est monté dans un coffret fermé, peut atteindre 40° C. La puissance maximum dissipée est de 25 Watts; cette puissance provoque une augmentation de température $\Delta\Theta\ °C = R_{TH} \cdot P = 1,5 \times 25 = 37,5°C$.

De ce fait la température de jonction est $T = T_{emb} + \Delta\Theta = 40 + 37.5 =$ 77°5, valeur inférieure au 150°C donné par le constructeur comme température limite de la jonction.

Cependant, devant monter mécaniquement ce transistor de puissance, nous l'utiliserons avec un dissipateur COSEM, nous obtiendrons ainsi une fiabilité supérieure quant à la stabilité thermique du ballast.

2,5. Vérification des résultats

Ayant réalisé l'alimentation que nous venons d'étudier théoriquement, il convenait d'apprécier dans quelle mesure les résultats que nous avons calculés concordaient avec la réalité.

Nous avons fait, au cours de notre étude des approximations, il faut noter en outre, que l'utilisation de semi-conducteurs suppose une variation des caractéristiques qui peut atteindre 100 %.

En premier lieu, nous avons mesuré les paramètres qui déterminent l'équation du régulateur.

(a) - Résistance interne

Elle est normalement très grande et malheureusement pour cette mesure la tension disponible est relativement faible. Cette mesure sera donc délicate et en fait, nous pouvons plus l'apprécier que la mesurer.

Pour effectuer cette mesure nous réalisons le schéma donné fig.(63)

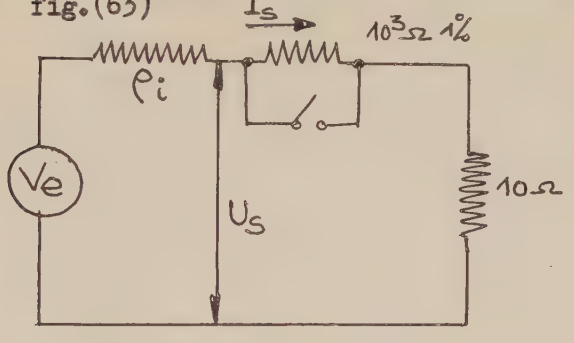


fig.(63) Détermination de ρ_i

Le courant nominal est réglé à 10 mA.

Quand l'interrupteur I est fermé, la tension de sortie est : $U_{S_1} = 10.10.\ 10^{-3} = 0{,}1$ Volts.

On ouvre l'interrupteur, la résistance de 1000 Ω se trouve dans le circuit : $U_{S_2} = 1010.10^{-2} = 10{,}10$ Volts. Par conséquent : $\Delta U_S = U_{S_2} - U_{S_1} = 10$ Volts.

La mesure de ΔI_S a été faite en mesurant la tension aux bornes de la résistance étalon de 0,1 Ω. Nous avons utilisé pour cette mesure un micro-voltmètre différentiel.

La variation de tension observée est de $4{,}7\ 10^{-3}$ V , donc :

$$\Delta I_S = \frac{4{,}7}{0{,}1}\ 10^{-3} = 4{,}7\ 10^{-4}\ A$$

et $\rho_i = \frac{\Delta U_S}{\Delta I_S}\ \frac{10}{4{,}7}\ 10^4 = 2{,}12\ 10^4\ \Omega$ ($\rho_i = 21\ k\Omega \Rightarrow G = 4{,}7 10^{-5}$ ℧

(b) - Facteur de stabilisation

Comme nous l'avons vu plus haut le rapport $S_0 = \frac{\Delta IS}{\Delta Ue}$ (avec U_S et Θ constantes).

Il y a un moyen fort simple de mesurer ce paramètre. En effet, en sortie du filtrage, il existe une certaine amplitude de 100 Hz, qui peut-être considérée comme une variation sur Ue.

Pour un courant nominal de 2 Ampères ΔUe est de 2,2 Volts. Toute variation du courant de sortie se traduit par une variation $\Delta U_S = R.\Delta I_S$, de la tension de sortie.

Si l'on charge l'alimentation par une résistance de 2 Ω, on mesure à l'oscilloscope une ondulation à 100 Hz qui est noyée dans le bruit, mais dont l'amplitude peut-être évaluée à 2,5 μV, ce qui correspond à $\Delta I_S = \frac{25}{2} 10^{-6} = 12,5\ 10 - 6$A.

Par conséquent : $S_0 \simeq \frac{12,5\ 10^{-6}}{2,2} = 5,6\ 10^{-6}$

(c) - Coefficient de température

Sa mesure est plus aisée que les précédentes. Disposant d'une étuve, nous maintenons la tension d'entrée constante, à l'aide d'un stabilisateur de tension. Le courant de sortie est fixé à I_S = 2A sur une charge résistive placée hors de l'étuve.

Pour mesurer le courant, nous utilisons un ampèremètre digital à 5 digits, admettant un dépassement de 3 unités. Par conséquent, le dernier chiffre correspond à des dizaines de micro-ampères, avec une incertitude de $\pm 10 \mu$A ($\pm$ 1 digit).

Le courant nominal I_S a été réglé à 2 Ampères pour la température de 25°C.

Une variation $\Delta\Theta$ de + 10° C provoque une variation de ΔI_S de $35\ 10^{-5}$ A $\mp$ 1 10^{-5}. Une variation de - 10°C provoque une variation de $38\ 10^{-5} \pm 10^{-5}$ Ampère.

Par conséquent le coefficient de température est de l'ordre de de :

$$\frac{35 + 38}{20} 10^{-5} = 36\ 10^{-6} \text{A/°C}$$

Notons également que le système présente un phénomène d'hystérésis. Si l'on fait une montée en température, à la descente, nous ne retrouvons pas les mêmes points, le ΔI_S entre montée et descente est de l'ordre de 5 μA.

CD.JB ...

(d) - Equation réelle du régulateur

Les mesures précédentes nous conduisent à exprimer l'équation réelle du régulateur.

$$\Delta I_S = 4{,}7.10^{-5} \Delta V_S + 5{,}6\ 10^{-6} \Delta Ve + 36.10^{-6}.\Delta\theta \quad (34)$$

Si on admet sur Ve = 13 V, V_S = 4,5 V des variations de 10 % et un $\Delta\theta$ de 2,5 °C, l'incidence sur IS est :

$$I_S = 4{,}7.10^{-5}\ 0{,}45 + 5{,}6.10^{-6}\ 1{,}3 + 36\ 10^{-6}\ 2{,}5 =$$

$$118{,}25\ 10^{-6}\ A$$

Ce type d'alimentation convient par conséquent pour l'utilisation prévue, car :

$$\Delta I_S = 0{,}12\ 10^{-3} < 0{,}63\ 10^{-3}$$

Son schéma complet est donné fig (64), la partie régulation a été réalisée sur circuit imprimé.

Ce type d'alimentation ne présente pas de problème de stabilité en fonction de la fréquence. L'amplificateur opérationnel utilisé a un produit gain-bande passante constant, par conséquent son transfert est à - 6 db/octave sa fréquence de coupure - pour laquelle son gain est unitaire, est de 10 M.Hz.

Notons enfin la différence obtenue expérimentalement, dans le sens amélioration, sur le coefficient de température K. Cette différence est due à la grande disparité des caractéristiques des semi-conducteurs, elle nécessite des tolérances importantes sur les performances désirées, et dans certains cas, une étude unitaire du coefficient de température global des ensembles de régulation.

L'annexe (3) donne une méthode d'étude de compensation en température dans le cas d'association série de jonctions.

...

3. Alimentation du Récepteur

3,1. Equation du régulateur

C'est une alimentation à tension constante, elle peut être représentée sous la forme d'un quadripôle.

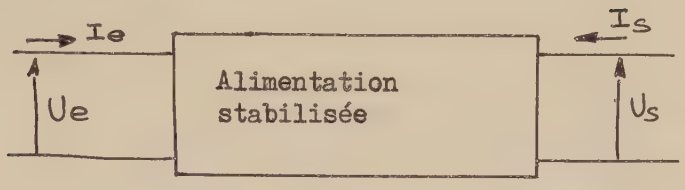


fig.(65)

La tension de sortie U_S est fonction de 3 paramètres.

- La tension d'entrée:Ue,
- Le courant de sortie:Is,
- La température: θ.

Nous pouvons écrire que : $U_S = f\ (Ve,\ Is, \theta\ )$ (35)

Prenons la différentielle totale de l'équation(35) :

$$d\,U_S = \frac{\delta U_S}{\delta U_e} . dU_e + \frac{\delta U_S}{\delta I_S} . dI_S + \frac{\delta U_S}{\delta \theta} . d\theta$$

Pour de petites variations, nous pouvons écrire :

$$U_S = \frac{\delta U_S}{\delta U_e} . \Delta U_e + \frac{\delta U_S}{\delta I_S} . \Delta I_S + \frac{\delta U_S}{\delta \theta} \Delta\theta \quad (36)$$

Expression à partir de laquelle nous définissons :

a) $S = \frac{\delta U_S}{\delta U_e} \left(\begin{matrix} I_S = 0 \\ \theta = 0 \end{matrix}\right)$ coefficient de stabilisation.

b) $\rho i = \frac{\delta U_S}{\delta I_S} \left(\begin{matrix} Ue = 0 \\ \theta = 0 \end{matrix}\right)$ résistance interne.

c) $C_T = \frac{\delta U_S}{\delta \theta} \left(\begin{matrix} U_e = 0 \\ I_S = 0 \end{matrix}\right)$ coefficient de température.

CD.JB ...

Reportons S, ρ_i et C_T dans l'équation (36)

$$U_S = S.\Delta U_e + \rho_i.\Delta I_S + C_T.\Delta\theta \quad (37)$$

Nous obtenons, comme pour l'étude du régulateur de courant, une équation caractéristique.

Le but de l'étude est d'obtenir $\Delta U \leqslant 4.10^{-2}$ pour des variations relatives $\frac{\Delta U_e}{U_e}$, $\frac{\Delta I_S}{I_S}$, $\frac{\Delta\theta}{\theta}$ de l'ordre de 10 %.

Physiquement, il faut donc minimiser S, ρ_i et C_T afin de rendre ΔU le plus faible possible, vis à vis des variations de l'alimentation secteur, des variations du courant de sortie, et des écarts de température.

3,2. Choix du principe - Schéma synoptique

Pour réguler une tension, il existe de nombreux procédés, entre autres, les régulations shunt et les régulations série. Nous nous fixerons sur ce dernier type, qui présente l'avantage, en cas de rupture de charge d'admettre dans l'élément série, une puissance minimum.

Nous avons démontré, dans l'étude de l'alimentation en courant, que la résistance interne ρ_i devait être la plus grande possible. Dans le cas d'une alimentation en tension, la résistance interne devra être la plus faible possible, comme l'indique l'équation (38).

Le schéma synoptique de l'alimentation est le suivant :

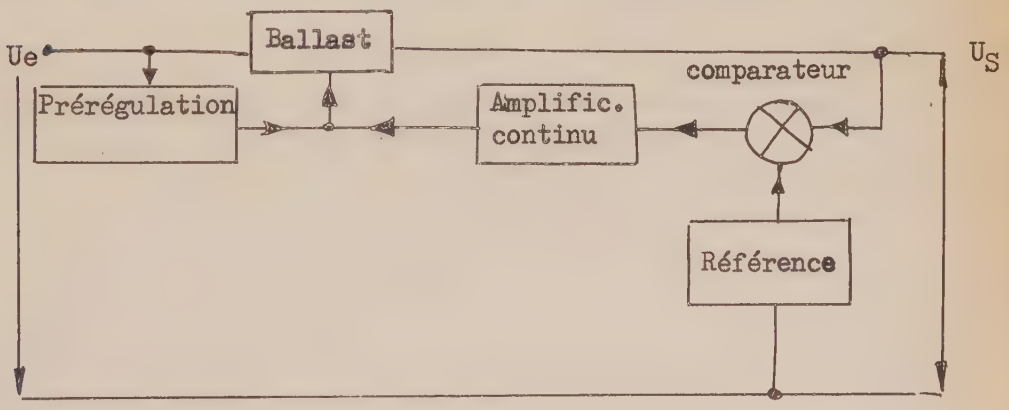


fig.(66) Schéma synoptique

Le fonctionnement sommaire est le suivant :

On compare la tension de sortie à une tension de référence.

La différence qui en résulte est amplifiée et commande un transistor série dit "transistor ballast".

La prérégulation diminue l'incidence des variations ΔUe de la tension d'entrée, sur la tension de sortie, elle améliore par conséquent le facteur de stabilisation : S.

Nous étudierons successivement chaque constituant du schéma et, comme pour l'alimentation à courant constant, nous donnons ci-après le schéma complet de l'alimentation qui pourra être modifié en cours d'étude.

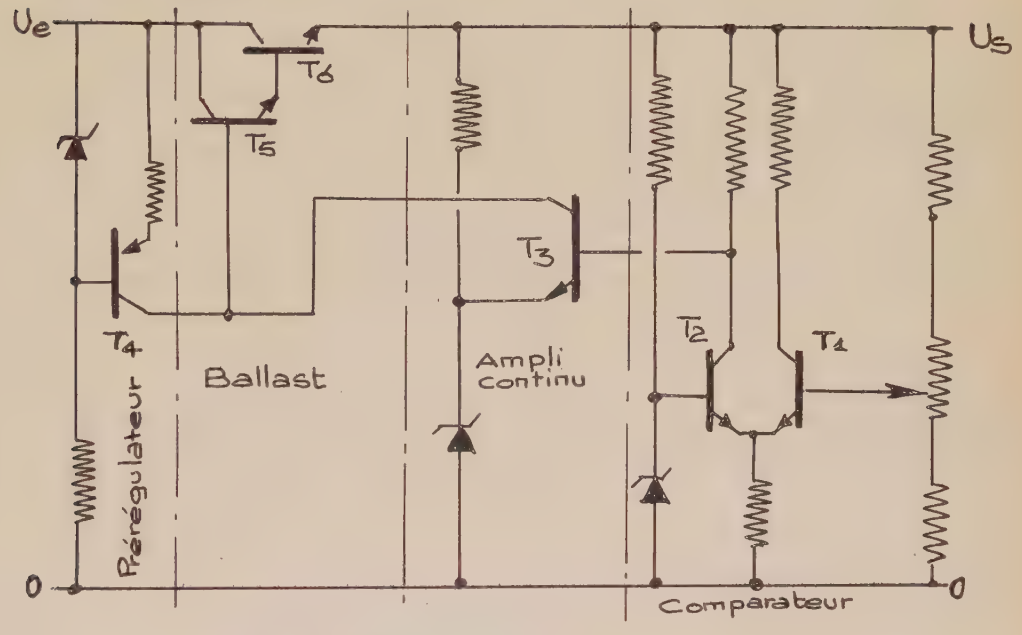


fig.(67) Schéma de base

Nous avons indiqué sur ce schéma les différentes parties principales qui correspondent à celles de la figure (66).

(a) Prérégulateur

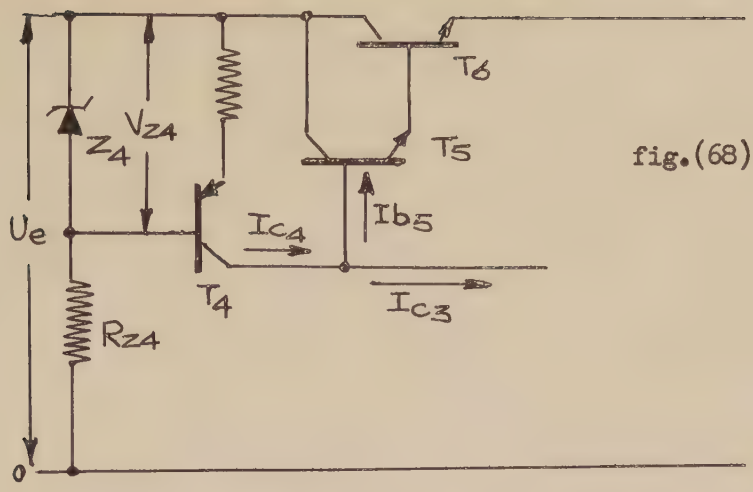


fig.(68) Prérégulateur

Son but est, comme nous l'avons déjà indiqué de réduire le paramètre S, en fait il diminue également la résistance interne ρ_i, car il rend pratiquement indépendant le fonctionnement de l'amplificateur des variations de la tension de sortie dues aux variations de I_S. C'est une prérégulation en courant. Le potentiel de base de T_4 est fixé, par le potentiel existant aux bornes de la diode Zener. Il s'en suit un courant constant dans l'émetteur de T_4.

Le potentiel d'émetteur V_{e4} est : $Ve_4 = V_{z4} + Veb4$

Le courant collecteur I_{c4} est : $Ic4 = Ie4 - Ib4$, il alimente le collecteur de T_3 (fig.15) et la base de T_5, soit donc :

$$I_{C_4} = Ib_5 + I_{C_3}.$$

Le courant de sortie étant I_S, il faut que le courant de base de T_5 soit au moins égal à :

$$Ib_5 > \frac{I_S}{\beta_5 . \beta_6} \quad \left(\beta \text{ étant le gain en courant : } \beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} \right)$$

Pour $\beta_5 = \beta_6 = 50$ et $I_S = 0,1A$ $Ib_5 \simeq \frac{0,1}{50.50} = 0,4.10^{-4}A$

Il faut s'assurer que l'ensemble diode Zener et transistor est stable vis à vis des variations de température $\Delta\theta$ °C.

$$Ve4 = Re4 \cdot Ie4 = Re4\ (Ib4 + Ic4)$$

$$Ie4 = \frac{Vz4 - Vbe4}{Re4}$$

CD.JB ...

La tension de Zener Vz4 et la tension base-émetteur Vbe4 présentent des variations chiffrables vis à vis de $\Delta\theta$, leurs incidences sur Ie4 sont telles que :

$$\Delta Ie4 = \frac{\Delta V_{Z4} + \Delta Vbe4}{Re4}$$

ΔVz et ΔVbe sont définis en valeur et en signe.

ainsi pour un transistor au silicium :

$$\Delta Vbe = -2{,}5 \cdot 10^{-3} \text{ V/°C}$$

Pour compenser cette variation, il faut choisir :

$$\frac{V_Z}{\Delta\theta} = +2{,}5 \quad 10^{-3} \text{ V/°C}$$

Reportons-nous aux courbes de la figure 17 qui donne $\Delta V_Z/\Delta\theta$ en fonction de la tension V_Z de Zener choisie.

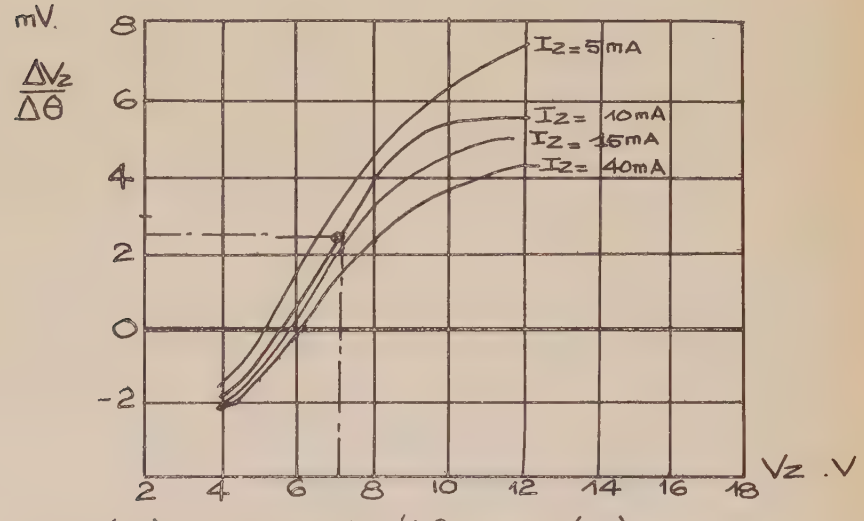


fig.(69) Variation $\Delta V_Z/\Delta\theta = f\ (V_Z)$

Nous choisissons une tension de Zener de 7 Volts avec un courant nominal de 10 mA. Ce choix nous permet de déterminer

$Rz4 = \frac{50-7}{10} \cdot 10^{3} = 4{,}3$ kΩ. Nous choisissons la valeur normalisée de 4,7 kΩ, l'écart qui en résulte sur $\frac{\Delta V_z}{\Delta\theta}$ est inférieur à 0,2 mV/°C.

La valeur de Re4, résistance d'émetteur du transistor à courant constant, détermine la valeur du courant collecteur Ic4. Le courant, comme nous l'avons indiqué, est la somme du courant base de T_5 et du courant collecteur du transistor amplificateur T_3.

$$I_{C4} = I_{b5} + I_{C3}.$$

CD.JB ...

Nous avons déterminé : $I_{b5} = 0{,}4\ 10^{-4}$ A, il faut que I_{C_3} soit très supérieur à I_{b5}.

Nous choisissons $I_{C_4} = 2$ mA - ce qui nous permet d'en déduire

$I_{e4} = I_{c4}\ \left(1 + \frac{1}{\beta_4}\right) = 2{,}04$ mA.

d'où $R_{e4} = \frac{V_{z4} - V_{be4}}{I_{e4}} = \frac{7 - 1{,}2}{2{,}04}\ 10^3 = 2{,}84\ k\Omega$

$\simeq 2{,}7\ k\Omega$ Valeurs normalisées

Le prérégulateur est ainsi entièrement déterminé.

(b) Comparateur

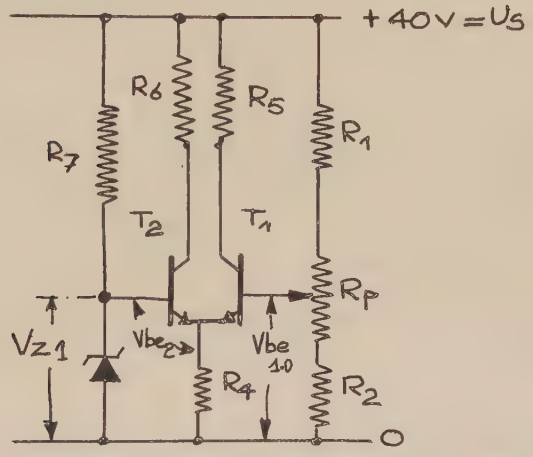


fig.(70) Comparateur

Sa fonction est de comparer une fraction de la tension d'entrée $k.U_S$ à une tension de référence V_{z1}.

Il est important que cet étage soit très stable vis à vis des variations de température, car toute dérive de l'étage n'est pas compensée dans la boucle, mais directement transmise, via l'amplificateur continu au transistor ballast.

Pour cette raison, notre choix s'est porté sur un amplificateur différentiel. Ce montage présente l'avantage d'être auto-compensé en température, à la condition que les transistorts T1 et T2 aient un $\Delta V_{be} = V_{be1} - V_{be2} \simeq 0$ et un gain très proche. A la limite, on peut utiliser pour cet étage, deux transistors montés dans le même boîtier

$$\Delta V_{be} \simeq 20\ \mu V/°C$$

Conditions au repos : $V_{b10} = V_{b20} = V_{Z1}$

$V_{ce1} = V_{ce2}$.

Pour avoir un maximum de dynamique, il faut que : $V_{c1} = V_{c2} \simeq US/2$.

Nous supposerons que $\beta 1 = \beta 2$ et que Vbe1 = Vbe2 = 0,8 Volts

$$Vb1.0 = \frac{U_S}{R1 + R_p + R_2} \cdot (R_2 + R_p) = Vb2.0 = V_z1.$$

Les variations de la tension de sortie sont ΔU_S.

$$\Delta U_S = \Delta V_Z \frac{(R1 + R_p + R_z)}{R_2 + R_p}$$

Cette relation montre que les variations de U_S sont directement liées aux variations de l'élément de référence.

Il faut par conséquent que Vz soit stable en fonction de la température, donc que $\Delta Vz/\Delta\Theta \longrightarrow 0$

Choisissons une diode Zéner, à l'aide de la figure (69).

Pour Vz = 5,6 Volts et I_z = 5 mA $\Delta Vz/\Delta\Theta \simeq 0$. Nous utiliserons 2 diodes en série, afin d'obtenir Vz = 11,2 Volts, car comme Vb1.0 = Vbe0, il faut choisir k.U_S avec un coefficient k le plus grand possible, afin d'avoir un gain maximum en boucle ouverte.

$$R_7 = \frac{40 - (2 \times 5,6)}{5} \cdot 10^3 = 5,76 \text{ k}\Omega \text{ (soit 5,6 k}\Omega \text{ valeur normalisée)}$$

Déterminons R_6 et R_5 résistances collecteurs de T_1 et de T_2 pour $V_{C1} = V_{C2} = \frac{US}{2} = 40$ Volts, la tension base au repos est de 11,2 Volts. La tension aux bornes des transistors sera : 20-(11,2 + Vbe) = 8 Volts, elle est suffisante pour un bon fonctionnement, avec un courant nominal $\simeq$ 1mA, donc :

$$R_6 = R_5 = \frac{20}{1} 10^3 \Rightarrow R_6 = R_5 = 18 \text{ k}\Omega$$

Le calcul de R_4 découle de celui de R_6 et R_5.

$Ic_1 + Ic_2 = 2,2$ mA, ce courant circule dans R4 le courant base $\left(\frac{Ic}{\beta}\right)$ peut-être négligé, en outre aux bornes de R_4, la tension est sensiblement la tension base $Vb_1 = Vb_2$, augmentée de Vbe, soit : 11,2 + 0,8 = 12 Volts.

$$R_4 = \frac{12}{2,2} 10^3 = 5,4 \text{ k}\Omega$$

Nous disposerons dans l'émetteur une résistance de 4,7 kΩ avec un potentiomètre de 1 kΩ, afin de pouvoir ajuster les potentiels collecteurs $V_{c1} = V_{c2} = 20$ Volts.

CD.JB ...

Pont de comparaison

(R_1, R_p, R_2)

Il faut que son impédance soit faible devant l'impédance d'entrée de T_1. Il est constitué de résistances stables. L'on choisit un potentiomètre RP, dont la piste est constituée de la même couche de carbone que pour R_1 et R_2, ainsi en fonction de la température, les variations $\Delta R/R$ étant égales, le point $k.U_S$ est fixe.

Nous choisissons un pont à 3 mA, le courant base est : $IC1/\beta_1 = \frac{1}{100}\ 10^{-3}$ A soit 0,01 mA le rapport : 3 % est suffisant.

$R_1 = 8{,}2\ k\Omega$, $R_2 = 2{,}7\ k\Omega$, $R_p = 2{,}2\ k\Omega$

(c) Amplificateur continu

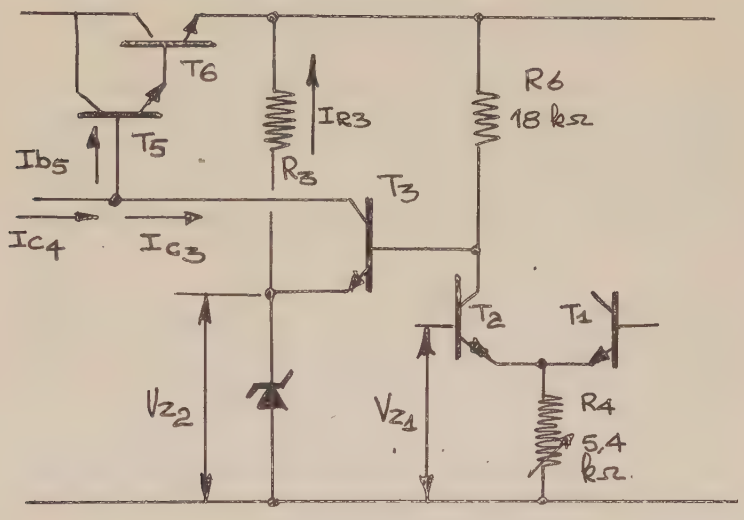


fig.(71) Amplificateur continu T_3

L'élément de comparaison constitué par l'amplificateur différentiel T_1, T_2, amplifie les variations $k.\Delta V_S$ de la tension de sortie par rapport à l'élément de référence Vz1. L'amplificateur continu T_3 transmet, avec un certain gain ces variations à la base de T_5.

Le potentiel Vb5 est égal à Vc1, il est donc voisin de 20 Volts, par conséquent, le potentiel Ve3 est aussi voisin de 20 Volts.

CD.JB ...

Pour que le potentiel de l'émetteur de T_3 soit constant, on place une diode Zener de référence V_{z2}. Pour que V_{z2} soit constant, il faut que le courant I_{R_3} soit beaucoup plus grand que I_{e3}. (Les variations ΔI_{e_3} provoquant une variation $\Delta I_{e_3}.R_z$ du potentiel émetteur. R_z étant la résistance dynamique de la diode Zener).

$$I_{z_2} = -I_{e_3} + I_{R3} = -(I_{C_3} + I_{b_3}) + I_{R_3} = -I_{c_3}\left(1 + \frac{1}{\beta}\right) + I_{R_3}$$

$\frac{1}{\beta} \ll 1$ donc $I_{Z2} = -I_{C_3} + I_{R3}$

Nous avons précédemment $I_{C_4} = I_{b_5} + I_{c_3} = 2mA$ et

$I_{b_5} \simeq 0{,}4\ 10^{-4}\ A < I_{c3}$ donc $I_{C_4} \simeq 2$ mA.

Le courant dans la diode Zener est de 15 mA $\gg$ 2 mA.

Pour réaliser $V_{Z_2} \simeq 20$ Volts, nous choisirons 3 diodes Zener de 6,2 Volts et nous obtiendrons : 6,2 x 3 = 18,6 Volts $\simeq$ 20 Volts. Ces diodes Zener ont un $\frac{\Delta V_Z}{\Delta \theta}$ qui n'est pas négligeable, mais qui est inférieur à celui que donnerait une seule jonction.

Les courbes (69) donnent + $\Delta VZ = 2$ m V/°C, nous pouvons compenser en disposant en série des diodes silicium SG22, dont le $\Delta Vd = -2{,}5$ mV/°C avec deux diodes, nous aurons : $\Sigma(\Delta V_z + \Delta V_d) = (3 \times 2 - 2{,}5 \times 2) = 1$ mV/°C, ce qui est relativement faible en cette partie de la boucle de régulation.

Compte tenu du seuil des diodes SG22 qui est de 0,7 V.

$$R3 = 10^3 \frac{(40 - (18{,}6 + 1{,}4)}{15 - 2} = \frac{20}{13}\ 10^3 = 1{,}54\ k\Omega$$

L'amplificateur continu est déterminé.

(d) - Transistor ballast

Il est constitué par 2 transistors montés en DARLINGTON. La faible puissance demandée ne nécessite aucune étude complémentaire, si l'on prend soin de choisir des transistors T_5 et T_6, dont la tension de claquage est très supérieure à 40 V ($V_{DS} \geqslant 60$ Volts) et dont le courant admissible pour T_6 est supérieur à 100 mA. Il est prudent de protéger la jonction base-émetteur par une diode silicium qui limite U_{be_6} et V_{be_5} à 0,7 Volts.

CD.JB ...

3,3. Vérification des performances

(a) - Coefficient de température

Nous avons réalisé l'alimentation étudiée et nous avons mesuré les paramètres ρ, S et CT.

Malgré toutes les précautions que nous avons prises du point de vue comportement en température, le passage de l'alimentation en étuve nous a donné un coefficient $\frac{\Delta VS}{\Delta\theta} = 4.10^{-3}$ V/°C.

Nous avons alors fait varier le courant dans la diode Zener de référence, en agissant sur R_7.

Pour $R_7 = 10\ k\Omega$ $\frac{\Delta V_S}{\Delta\theta} = 10^{-3}$ V/°C

En faisant varier le courant dans la diode Zener V_{Z_2} nous avons encore réduit ce coefficient à 0,5 m V/°C.

Les courbes ci-dessous rendent compte des mesures effectuées

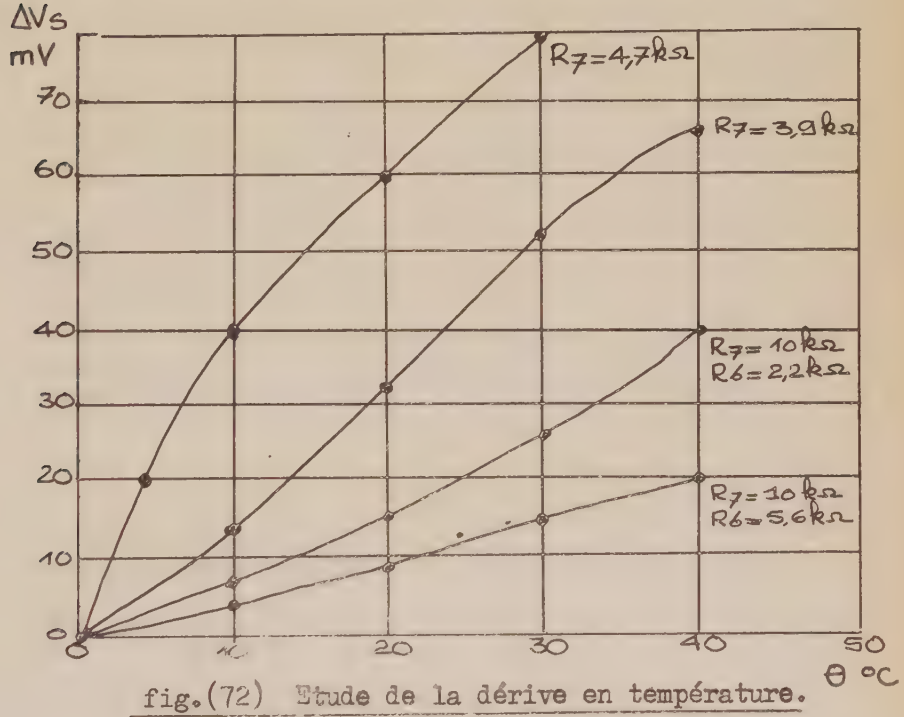


fig.(72) Etude de la dérive en température.

donc $C_T = 5\ 10^{-4}$ V/°C Us= Cte
Is= Cte

CD.JB ...

(b) - Résistance interne

Pour faire cette mesure, on fait varier la charge de 0 à 0,1 A et on note les variations de U_S.

La figure (73) rend compte des résultats de mesure.

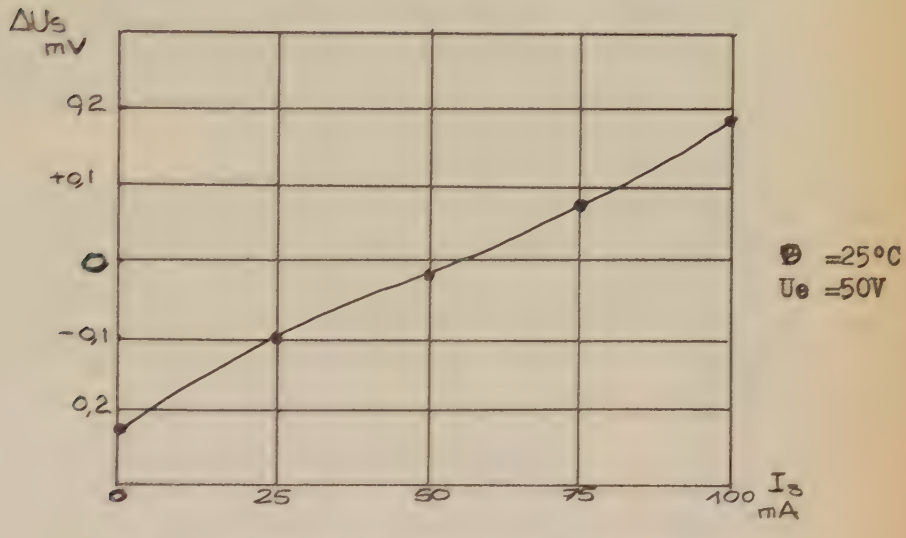


fig.(73) Résistance interne de l'alimentation

Pour $\Delta I_S = 100$ mA $\Delta V_S = 0,4$ mV donc $\rho_i = 4.10^{-3}$

(c) - Facteur de stabilisation

La mesure est faite en comparant la résiduelle de redressement, en tête et en sortie de l'alimentation à 100 Hz.
Pour $\Delta U_e = 8$ Volts $\Delta U_S = 0,8$ m V (pour $I_S = 0,1$ A, $\theta = 25°C$)

donc $S = 10^{-4}$

(d) - Equation du régulateur

Reportons les valeurs expérimentales dans l'équation 37

$$\Delta U_S = 10^{-4} . \Delta U_e + 4.10^{-3} . \Delta I_S + 5\ 10^{-4} \Delta\theta \quad (38)$$

L'alimentation que nous avons étudiée convient pour l'utilisation à laquelle nous la destinons.

Son schéma définitif est donné figure (74).

CD.JB ...

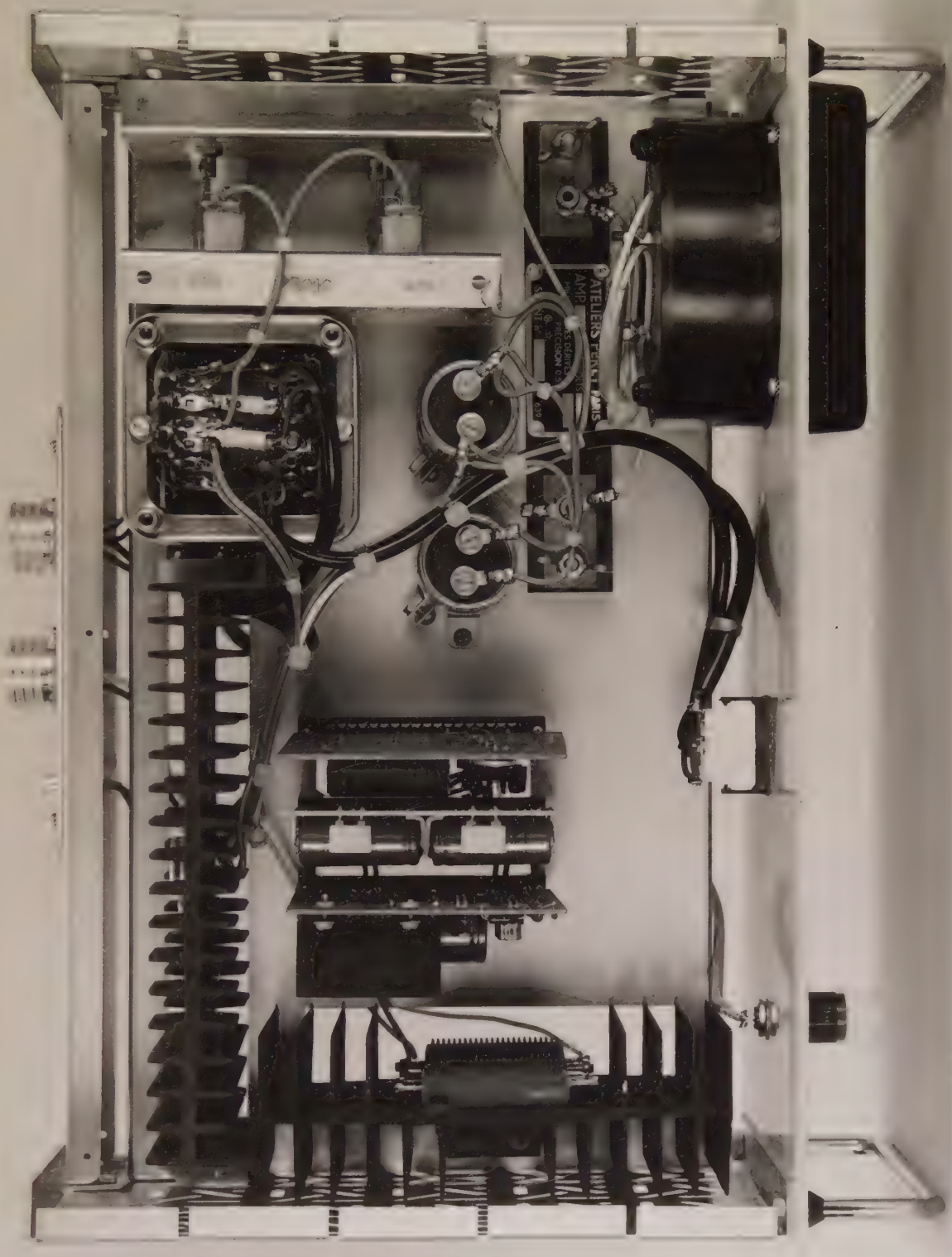


Planche N° 2 : Circuit du densitomètre

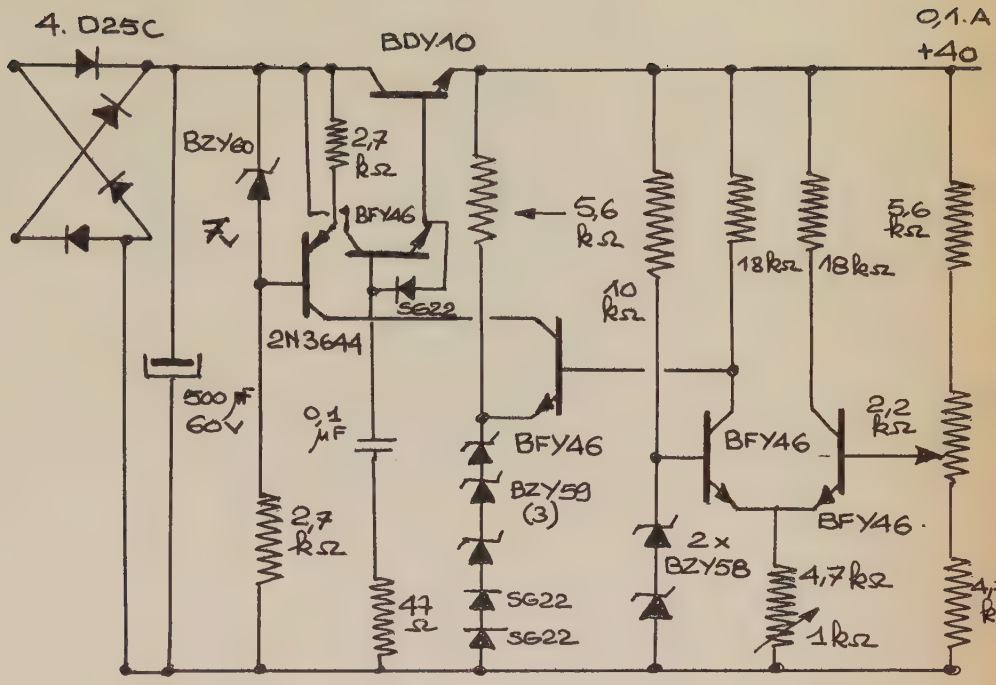


fig.(74) Alimentation 40 V - 0,1 A pour cellule 150.AV (R.T.C)

NB : Résistances : CT20 - SOVCOR

Semi-conducteurs : D 25 C : SILEC
BFY 46 : SIEMENS
BDY10 : R.T.C
BZY59 : R.T.C
BZY58 : R.T.C
BZY60 : R.T.C
SG 22 : TRANSITRON

CD.JB

Planche N° 3 : Densitomètre (coffret)

CONCLUSIONS GENERALES.-

Dans une première partie, nous avons étudié et construit un régulateur de température pour le spectromètre SOFICA 1500.

Dès l'installation de cet appareil, on a constaté que les dérives du spectromètre étaient considérablement réduites (de 12 % à moins de 2 %) sans aucune corrélation avec les variations de température comme on pouvait l'observer précédemment.

Avant l'installation du régulateur, on constatait que toutes les courbes d'étalonnage se déplaçaient, introduisant des erreurs relatives de mesure différentes suivant l'élément analysé. A présent, la dérive des courbes d'étalonnage qui peut être observée est aléatoire.

L'étude du régulateur a été faite, pour des performances données, en tenant compte :

- de la disparité des caractéristiques des composants,
- des variations brusques et lentes d'alimentation-secteur,
- de la température ambiante,
- du faible volume disponible,
- d'un prix de revient minimal.

L'ensemble réalisé a une excellente fiabilité, tout en restant économique : son prix réduit est dû au fait qu'aucun tri n'est nécessaire dans le choix des composants, quant au volume très faible, il est obtenu par le choix du type d'alimentation sans transformateur.

Les alimentations nécessaires à la lampe source et au récepteur d'un densitomètre ont été étudiées dans une seconde partie. Les caractéristiques obtenues sont supérieures aux caractéristiques prévues et souhaitées.

Le densitomètre, réservé précédemment à l'analyse qualitative, a dès lors été mis en oeuvre en analyse quantitative. Les résultats d'analyse au densitomètre avec un écart maximal de 1,5 %, dû, semble-t-il, à la différence de sensibilité spectrale entre les photomultiplicateurs et le film utilisé.

./.

CD.JB

La réalisation des éléments de régulation et des différents systèmes de connexion entre des dispositifs disponibles commercialement nous a ainsi amené à un appareillage utilisable en routine et de manière parfaitement continue. Les performances du point de vue de l'analyse quantitative apparaissent tout à fait compatibles avec les exigences actuelles en matière de contrôle spectroscopique des alliages métalliques.

CD.JB

Annexe 1 - Le densitomètre

Le densitomètre utilisé pour notre étude est un spectro-projecteur JOBIN-YVON destiné à l'exploitation des clichés en vue de l'analyse qualitative et quantitative.

Il permet, comme l'indique le schéma optique joint :

- soit de projeter sur un écran un spectrogramme, afin d'identifier les différentes raies.

- soit de projeter une raie, afin d'en mesurer l'opacité.

Le cliché est placé dans un cadre en forme de pupitre incliné qui peut se déplacer parallèlement ou perpendiculairement aux raies.

Un réglage permet d'assurer le parallélisme entre le chariotement du cadre et les raies du cliché.

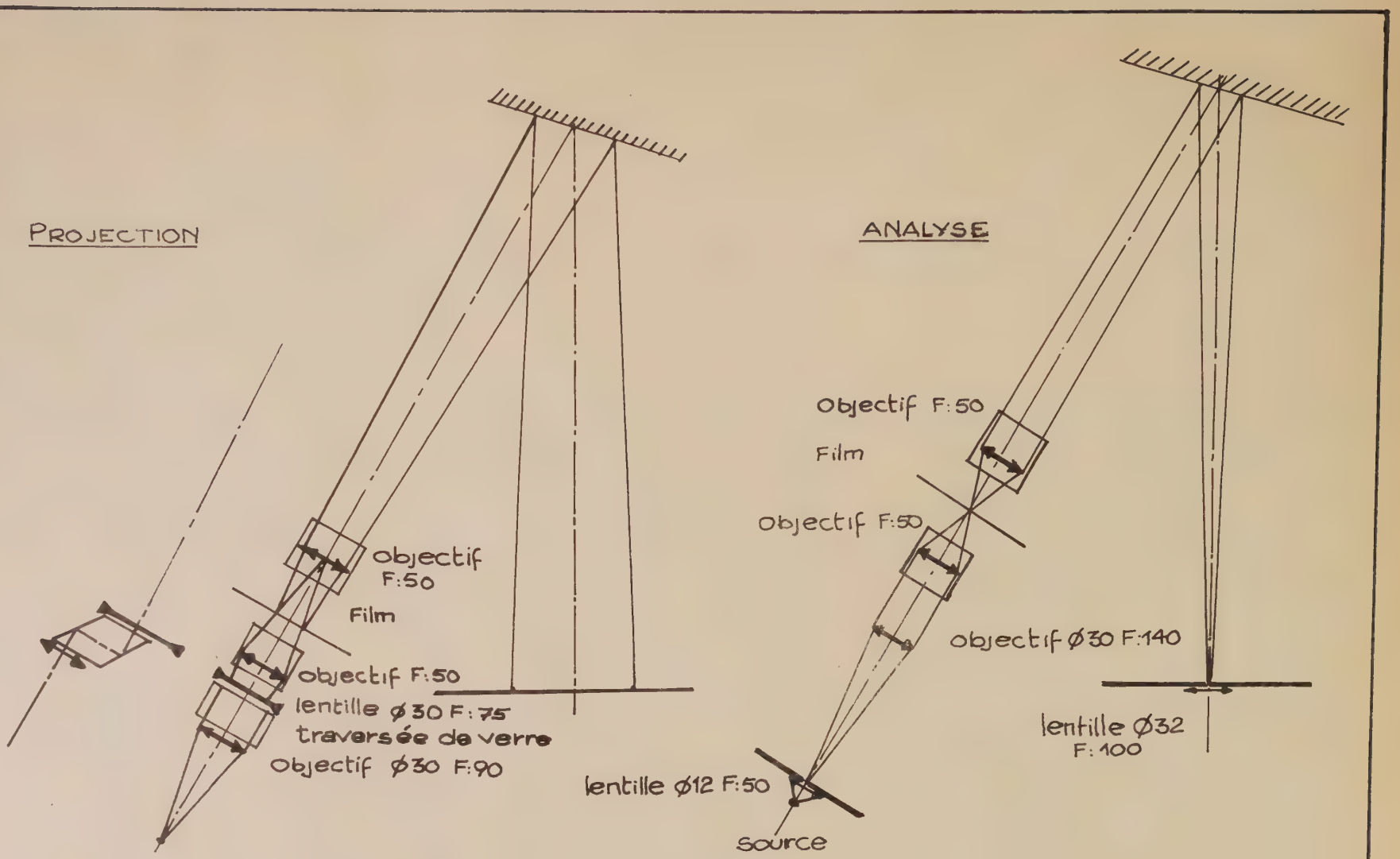
Dans la position projection : une lampe placée sous la table éclaire un cercle de 15 mm environ, un objectif de projection et un miroir donnent sur un écran horizontal une image agrandie du spectre.

Dans la position mesure, on supprime l'éclairage de toute la région entourant la raie à examiner.

Une fente permet d'éliminer les erreurs que peut introduire dans la mesure de l'opacité d'une raie, la lumière diffusée par les éléments voisins, cette fente est conjuguée optiquement d'une fente placée au centre de l'écran.

La fente réceptrice est réglable en orientation et en largeur, elle est placée devant une cellule à couche d'arrêt, reliée à un galvanomètre.

La cellule est masquée par un obturateur que l'on ouvre en appuyant sur un déclencheur.



Densitomètre optique

JOBIN - YVON

Annexe 2 - Mesure du courant de la cellule

Le courant minimum débité par la cellule est le courant d'obscurité, il est inférieur ou égal à 10^{-12}A = I mini.

Le courant maximum dans le cas particulier de notre utilisation est égal au courant maximum à ne pas dépasser par mm^2, par la surface de la fente projetée sur la cellule, soit :
$50\ 10^{-9} \times 60 = 3.10^{-6}$A = I max.

La dynamique de mesure est par conséquent : Imax/Imini = 3.10^{6}, c'est une valeur très élevée, par rapport à la dynamique présentée par une émulsion photographique.

La mesure d'un très faible courant est limitée par le bruit, qui, sur une résistance R a pour valeur :

$$I_B = \frac{4KT.\Delta f}{R}$$

Expression dans laquelle :

K = $1,38\ 10^{-23}$ Joule /° K (Constante de Boltzmann)

T : température en °K

R : en Ω

Δf : largeur de la bande de mesure en Hz

C'est le bruit de Johnson dû à l'agitation thermique auquel il faut ajouter les dérives de l'instrument de mesure, et les courants de circulation parasites qui peuvent s'établir en reliant différents points du circuit.

Pour mesurer le courant de cellule un picoampèremètre KETHLEY type 414 a été utilisé. Son principe de fonctionnement est le suivant.figure (1).

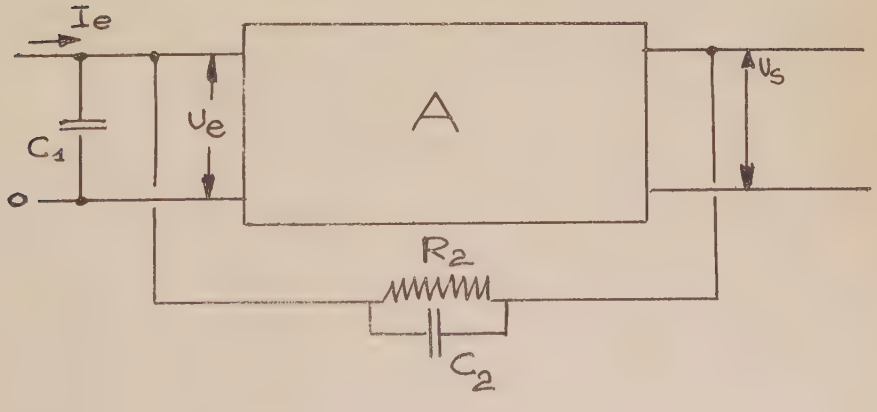


fig.(1) Schéma de principe de la mesure du courant de cellule.

CD.JB

...

Soit I le courant à mesurer, A, le gain de l'amplificateur.

La tension de sortie est $U_S = - Ue.A$

Le courant qui circule dans R_2 est : $I = \frac{Ue - U_S}{R_2}$

$I = (1 - A) \frac{Ue}{R_2}$

La résistance d'entrée de l'appareil est par conséquent :

$$Re = \frac{Ue}{I} = \frac{R2}{1-A}$$

Pour le picoampèremètre utilisé, le gain est de 1000 et la tension de sortie de 5 Volts.

L'impédance d'entrée est donc 1/1000 de la résistance de contre-réaction.

La tension d'entrée est de 5 mie.

Le temps de réponse est déterminé par la valeur des capacités C_1 et C_2, tel qu'à temps constant :

$$T = R_1 C_1/A + RC_2$$

La gamme de mesure est de 10^{-3} à 10^{-10} Ampère par profession de 1/3 - Re varie donc de 5 Ω à 5 10^7 Ω.

Le bruit total est inférieur à 1 % de la mesure et la dérive inférieure à 3 % en 8 heures. Il y a possibilité de faire le zéro sans perturber la mesure, il existe une sortie prévue pour l'enregistrement ($\pm$ 5 V - 1 mA).

CD.JB

ANNEXE 3 -

COMPENSATION DE L'EFFET DE TEMPERATURE DANS LA MISE EN SERIE DE JONCTION

La courbe I = f (V) d'une diode à l'allure caractéristique de la fig.(1).

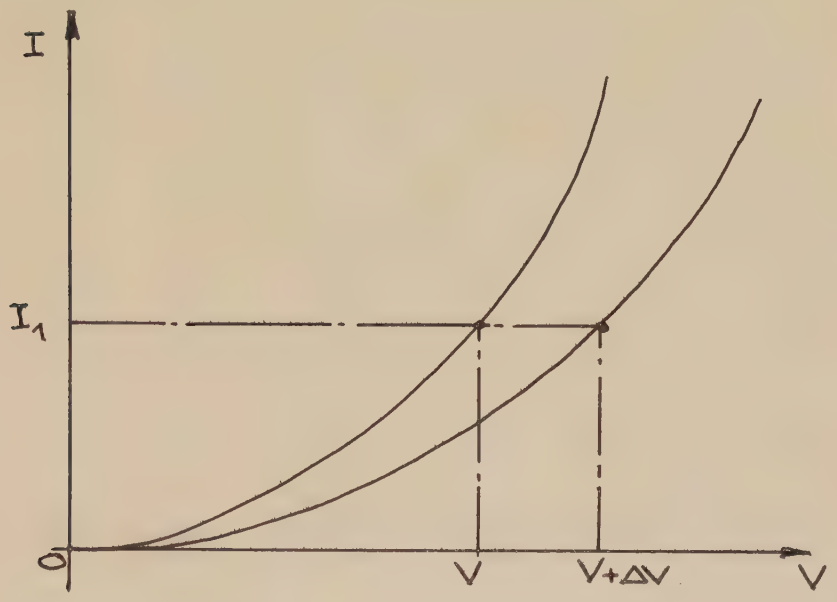


fig.(1) - I = f (V) – jonction PN

I = f (V) a pour expression :

$$I = I_o \left[e^{\frac{eV}{kT}} - 1 \right] \quad (1)$$

k : constante de Boltzman

e : charge de l'électron

T : température en °K

Nous nous proposons de calculer la variation de tension aux bornes d'une jonction en fonction de la température pour un courant constant I_1, nous pouvons écrire :

$$I_1 = I_o\, e^{\frac{eV}{kT}} = I_o\, e^{\frac{e}{k}\left[\frac{V+\Delta V}{T+\Delta T}\right]}$$

Identifions les exposants :

$$\frac{V}{T} = \frac{V+\Delta V}{T+\Delta T} = \frac{1+\Delta V/V.V}{1+\Delta T/T\ T}$$

$$\Delta V = V.\frac{\Delta T}{T} \quad (2)$$

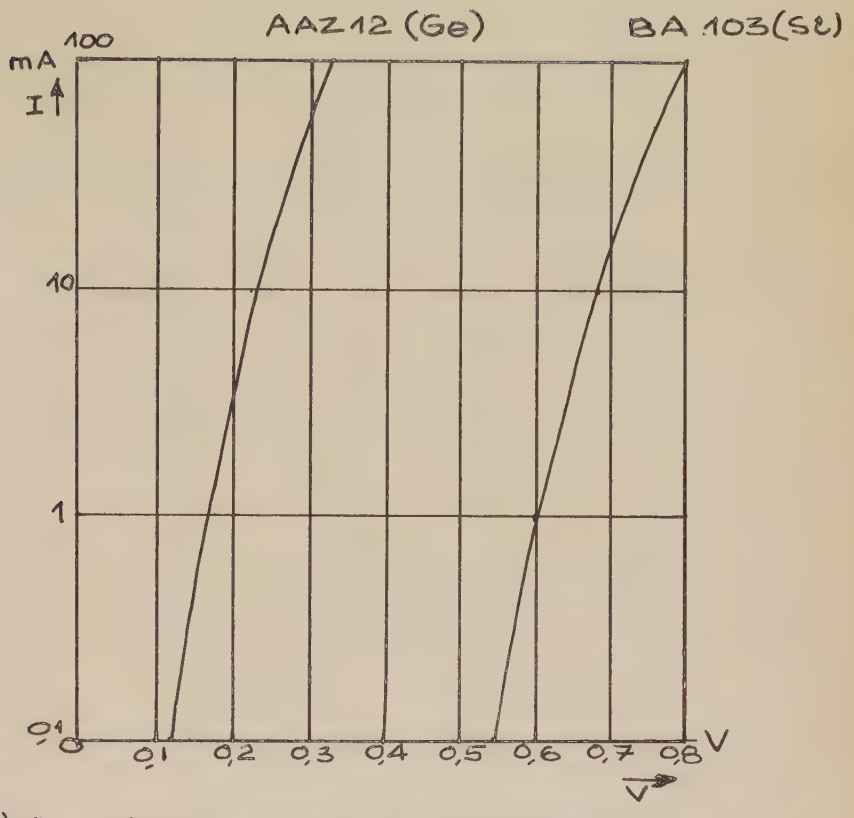


fig.(2) Caractéristique directe des jonctions Si et Ge.

A un courant I_1 donné, correspond une tension V aux bornes de la diode, la fig.(2), indique que V est différent selon qu'il s'agit d'une jonction au silicium ou au germanium.

L'équation (2) rend compte du fait que la dérive ΔV de cette tension est proportionnelle à l'écart de température à laquelle elle est soumise.

Il est par conséquent possible de choisir la valeur de la dérive ΔV que l'on désire obtenir dans un but de compensation, en faisant traverser la jonction par un courant déterminé.

Ainsi pour $I_1 = 100\,\mu A$ dans le cas du germanium :

$$\Delta V = 0{,}12 . \frac{\Delta T}{300} = 0{,}4 \text{ mV/°C} \qquad (t = 27 \text{ °C})$$

dans le cas du silicium

$$\Delta V = 0{,}6 . \frac{\Delta T}{300} = 2 \text{ mV/°C}$$

Ce sont les valeurs que nous avons utilisées dans la présente étude.

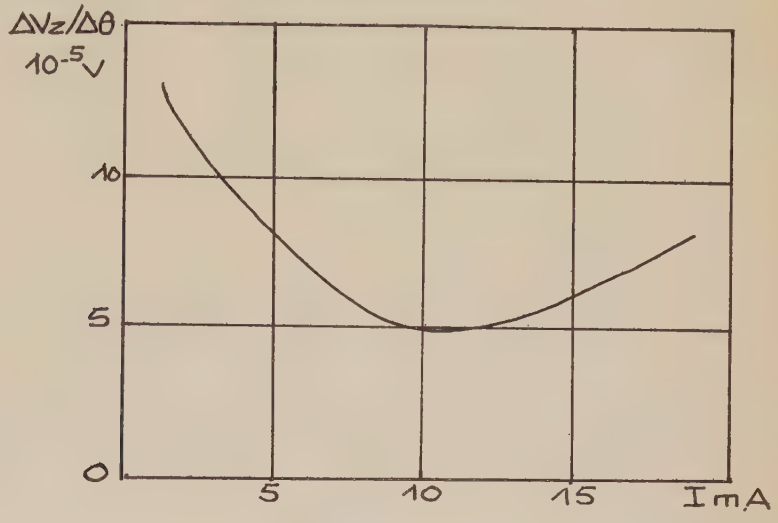
...

CD.JB

L'application la plus simple de cette propriété est la compensation de dérive d'une tension de Zener.

Le coefficient d'une telle diode varie de -2 à +8 mV par °C, ce coefficient est variable, en fonction de la tension de Zener et du courant qui traverse la jonction.

Une compensation n'est donc possible qu'autour d'un point donné, la figure (3) indique comment varie $\Delta V/\Delta\theta$ pour une compensation calculée avec un courant nominal de 10 mA.



fig(3)

Dans cette application, le coefficient $\Delta V/\Delta\theta$ a été divisé par 10^2.

L'utilisation de diode Zener en référence dans les amplificateurs différentiels, montage utilisé dans les alimentations stabilisées, doit tenir compte des remarques ci-dessus. La compensation ne saurait être parfaite, car la consommation base varie en fonction du débit de l'alimentation, il faut toujours que ce courant soit négligeable, par rapport au courant de Zener. Il n'est pas nécessaire, dans ce type de montage, de tenir compte de la dérive du Vbe du transistor, mais comme il a été noté dans notre étude, les Vbe des transistors constituant le différentiel doivent être identiques.

Dans les montages ditsà courant constant, le problème est plus complexe, le schéma le plus simple est donné fig.(4).

...

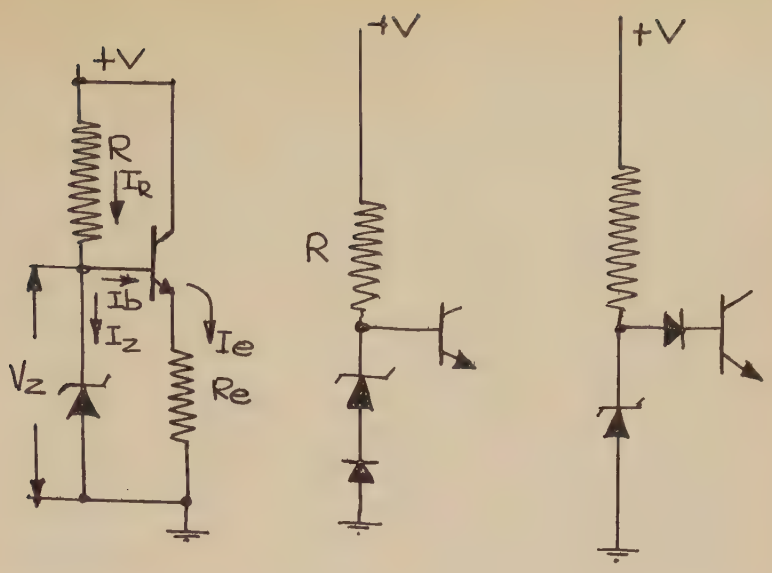


fig.(4) Montage à courant constant

Le potentiel émetteur a pour valeur : Vz + Vbe, la compensation doit porter sur l'ensemble, elle suppose donc le choix de Δ Vz et Δ Vbe de signe contraire.

Suivant le cas, la jonction de compensation pourra être en série avec la diode Zener ; le courant qui circule est alors (I - Ib), il est relativement important, ou en série avec la base, le courant à considérer est alors Ib.

CD.JB

Vu

et permis d'imprimer

BESANCON, le : 27 Août 1968

Le Doyen de la Faculté des Sciences
de BESANCON,

H. JACQUEMAIN

Vu

et permis d'imprimer

BESANCON, le : 27 Août 1968

Le Doyen de la Faculté des Sciences
de BESANCON,

H. JACQUEMAIN